

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

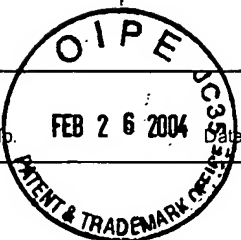
- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**

03-01-04

Express Mail Label No. **FEB 26 2004** Dated: \_\_\_\_\_



Docket No.: 20046/0200609-US0  
(PATENT)

**IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

In re Patent Application of:  
Christian Pacha et al.

Application No.: 10/723,309

Confirmation No.: @@@

Filed: November 26, 2003

Art Unit: N/A

For: CIRCUIT ARRANGEMENT

Examiner: Not Yet Assigned

**CLAIM FOR PRIORITY AND SUBMISSION OF DOCUMENTS**

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

Dear Sir:


Applicant hereby claims priority under 35 U.S.C. 119 based on the following prior foreign application filed in the following foreign country on the date indicated:

<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Date</u>
Germany	102 55 636.9	November 28, 2002

In support of this claim, a certified copy of the said original foreign application is filed herewith.

Dated: February 26, 2004

Respectfully submitted,

By  *Laura C. Brutman*  
(53,970)

Laura C. Brutman

Registration No.: 38,395

DARBY & DARBY P.C.

P.O. Box 5257

New York, New York 10150-5257

(212) 527-7700

(212) 753-6237 (Fax)

Attorneys/Agents For Applicant

# BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



## Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:** 102 55 636.9

**Anmeldetag:** 28. November 2002

**Anmelder/Inhaber:** Infineon Technologies AG, München/DE

**Bezeichnung:** Schaltkreis-Anordnung

**IPC:** H 01 L 23/58

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 10. Dezember 2003  
**Deutsches Patent- und Markenamt**  
**Der Präsident**  
Im Auftrag



Ebert

**Beschreibung****Schaltkreis-Anordnung**

5 Die Erfindung betrifft eine Schaltkreis-Anordnung.

Bei mobilen Geräten wie einem Mobiltelefon oder einem PDA-Gerät ("personal digital assistant") ist eine energiesparende Betriebsweise wesentlich. Aus diesem Grund ist es bei einem  
10 derartigen Gerät wünschenswert, dass es in einem energiesparenden Modus verwendet werden kann.

Sind in einem solchen Gerät Feldeffekttransistoren enthalten, so sind Transistoren mit einem niedrigen Wert der  
15 Schwellenspannung vorteilhaft, da diese einen Betrieb mit einer hohen Verarbeitungsgeschwindigkeit und mit einem niedrigen Wert der Versorgungsspannung ermöglichen. Allerdings weist ein Transistor mit einer niedrigen Schwellenspannung einen hohen Unterschwellenstrom auf, der  
20 besonders in integrierten Schaltungen für mobile Geräte wie Mobiltelefone oder PDAs zu einer beschleunigten Entladung der Batterie führt. Ein Transistor mit einer niedrigen Schwellenspannung ist anfällig für das Auftreten von Leckströmen. Solche Leckströme sind beispielsweise ein  
25 Unterschwellenstrom bzw. ein Gate-Leckstrom bei gleichzeitiger Verwendung eines dünnen Gateoxids (z.B. <2nm).

Um diesem Problem Herr zu werden, können in einem energiesparenden Betriebsmodus ("Standby"- bzw. "Power-Down"-  
30 Modus) Leckstromkomponenten einer CMOS-Schaltung mittels Bereitstellens von Leistungsschaltern ("Power-Switches") verringert werden, die mittels Transistoren mit hoher Schwellenspannung und großer Dicke der Gate-isolierenden Schicht realisiert sind. Wird in einem energiesparenden  
35 Betriebsmodus ein solcher Transistor mit hoher Schwellenspannung ausgeschaltet, so ist mit diesem ein Abfließen von Leckströmen und somit ein Entladen der Batterie

vermieden. Zu den Leckstromkomponenten zählen insbesondere der Unterschwellenstrom und der Gate-Leckstrom von Transistoren mit geringer Schwellenspannung bzw. geringer Dicke der Gate-isolierenden Schicht. Mittels ausgeschalteter Leistungsschalter wird in dem Standby-Modus in der Schaltung die elektrische Kopplung zwischen Transistoren niedriger Schwellenspannung und einem Massepotential  $V_{SS}$  (im Falle von n-MOS-Leistungsschaltern) bzw. einer Versorgungsspannung  $V_{DDL}$  (im Falle von p-MOS-Leistungsschaltern) unterbrochen. Der Leistungsschalter-Transistor weist einen hohen Wert der Schwellenspannung und eine große Dicke der Gate-isolierenden Schicht auf, so dass die Leckströme hier vorzugsweise drei bis vier Dekaden geringer sind als bei den Transistoren mit niedriger Schwellenspannung und dünner Gate-isolierender Schicht. Um in dem aktiven Betriebszustand des Schaltkreises eine ausreichend gute elektrische Kopplung zwischen Transistoren des Schaltkreises und einem zugeordneten elektrischen Potential (Massepotential, Versorgungsspannung) zu gewährleisten, kann der Leistungsschalter-Transistor mit einer höheren Versorgungsspannung (z.B.  $V_{DDH}=1.2V$  bis  $1.5 V$  bei einer 100nm CMOS-Technologie) betrieben werden. Eine derartige Schaltungstechnik ist unter dem Begriff "Multi- $V_{DD}/V_T$ -Schaltungstechnik" bekannt, da mehrere unterschiedliche Versorgungsspannungen und Transistoren mit unterschiedlichen Werten der Schwellenspannung bereitgestellt sind, vgl. [1]. Je nach Schaltaktivitäten und Anforderung an die Geschwindigkeit kann für eine spezielle Anwendung somit ein geeigneter Spannungshub gewählt werden. Für eine Logikschaltung ist hierfür lediglich die Anzahl und Dimensionierung der Leistungsschalter-Transistoren zu bestimmen.

Aus [2] ist die sogenannte "Boosted Gate CMOS-Technik" bekannt. Diese Technik begegnet dem in herkömmlichen CMOS-Schaltkreisen auftretenden Problem, dass bei der Implementierung von Transistoren mit geringer Schwellenspannung und geringer Dicke der Gate-isolierenden

Schicht in einem Standby bzw. Power-Down-Modus Leckströme entstehen, welche besonders in einer integrierten Schaltung für mobile Geräte wie Mobiltelefone oder PDA zu einer beschleunigten Entladung der Batterie führen. In einem gesonderten, energiesparenden Betriebsmodus werden deshalb die Leckstrom-Komponenten der CMOS-Schaltung mittels Ausschaltens von Leistungsschaltern (power switches) vor einem übermäßig großen Leckstrom geschützt.

Das Prinzip der "Boosted Gate CMOS-Technologie" ist in Fig.1 veranschaulicht.

Fig.1 zeigt eine Schaltkreis-Anordnung 100 aus einem CMOS-Schaltkreis 101 und einem Leistungsschalter-Schaltkreis 102.

Der CMOS-Schaltkreis 101 enthält eine Vielzahl von ersten Feldeffekttransistoren 103, welche als Transistoren mit einer geringen Schwellenspannung und einer geringen Dicke der Gate-isolierenden Schicht realisiert sind. Der Leistungsschalter-Schaltkreis 102 ist aus einem zweiten Feldeffekttransistor 104 gebildet, welcher eine hohe Schwellenspannung und eine große Dicke der Gate-isolierenden Schicht aufweist. Der CMOS-Schaltkreis 101 wird unter Verwendung einer

Versorgungsspannung 105 VDD und eines Massepotentials 106 GNDV betrieben. An dem Gate-Anschluss des zweiten

Feldeffekttransistors 104 liegt in einem Standby-Modus eine Standby-Spannung 107 an, wohingegen an dem Gate-Anschluss des zweiten Feldeffekttransistors 104 in einem aktiven Zustandsmodus eine Aktivzustands-Spannung 108  $V_{boost}$  anliegt. In dem Standby-Modus sperrt der zweite Feldeffekttransistor

104 mit dem hohen Wert der Schwellenspannung ausreichend sicher, so dass ein Abfließen von elektrischen Ladungsträgern aus dem CMOS-Schaltkreis 101 vermieden ist.

Ein Schaltkreis kann Flip-Flop-Speicher enthalten, welche einen Zustand in Registern speichern bzw. die in einem Datenpfad zur Synchronisierung verwendet werden. Diese Zustände, in denen Speicherinformation kodiert ist, sollen

auch in einem Standby-Modus erhalten bleiben, sofern der Speichereinhalt nicht in einem externen Speicher abgelegt wird. Letztere Option scheidet insbesondere dann aus, wenn sich Standby-Modus und aktiver Modus zeitlich schnell

5 abwechseln und ein zusätzlicher Energieverbrauch zum Sichern bzw. Rückschreiben des Speichereinhalts vermieden werden soll. Eine Schwierigkeit bei der Implementierung von Flip-Flops in Multi- $V_{DD}/V_T$ -CMOS-Logik besteht in der dauerhaften Speicherung eines zuvor in das Flip-Flop eingeschriebenen Datums bei  
10 abgeschalteten Leistungsschaltern. Im Gegensatz zu Logikschaltungen sollen die internen Speicherknoten des Flip-Flops stets einen eindeutigen Spannungspegel ( $V_{DD}$  oder  $V_{SS}$ ) aufweisen, so dass der Zustand des Flip-Flops erhalten bleibt.

15

Aus dem Stand der Technik ist bekannt, für ein Speicher-Flip-Flop zusätzliche Schaltungskomponenten zu verwenden, um in dem Flip-Flop gespeicherte Daten während eines Standby-Modus zwischenzuspeichern. Zusätzliche Schaltungskomponenten  
20 bewirken jedoch einen erhöhten Flächen- und Leistungsbedarf.

Aus [3] ist bekannt, ein zusätzliches Speicher-Flip-Flop zu verwenden, das aus Transistoren mit einer ausreichend hohen Schwellenspannung aufgebaut ist. Eine solche Anordnung  
35 erfordert einen hohen Flächenbedarf und zusätzliche Steuerleitungen, um Informationen in die Speicherknoten des Flip-Flops einzuschreiben bzw. zurückzuschreiben.

Aus [4], [5] ist die Verwendung eines sogenannten "Triple-  
30 Series Switch" bekannt, bei dem ein n-MOS- und p-MOS-Leistungsschalter eingesetzt und um jeweils zwei parallele n-MOS und p-MOS-Transistoren mit einer ausreichend hohen Schwellenspannung ergänzt wird. Je nach dem elektrischen Potential auf den Speicherknoten wird über die  
35 Zusatztransistoren im Standby-Modus ein elektrisch leitender Pfad zu einer Versorgungsspannung hergestellt. Die Leistungsschalter sind mit einer Spannung oberhalb der

Versorgungsspannung  $V_{DD}$  bzw. unterhalb der unteren Referenzspannung  $V_{SS}$  anzusteuern. Die Zusatztransistoren sind in dem kritischen Pfad des Flip-Flops angeordnet, das heißt in dem Pfad, entlang welchem Datensignale in das Flip-Flop eingekoppelt werden, und stellen somit eine zusätzliche Last dar, aufgrund welcher die Propagationszeit durch das Flip-Flop unerwünscht erhöht wird.

Aus [6] ist eine Sub-100 Nanometer CMOS-Technologie bekannt.

Aus [7], [8] sind Flip-Flops und Pulsgeneratoren bekannt.

Aus [9] ist ein Flip-Flop unter Verwendung von Invertern und Schalt-Transistoren bekannt.

In [10] ist beschrieben, wie bei einem Feldeffekttransistor die Schwellenspannung eingestellt werden kann.

Aus [11] ist eine Scan-Anordnung als Test-Schaltkreis für ein Flip-Flop bekannt.

Der Erfindung liegt das Problem zugrunde, eine Schaltkreis-Anordnung mit einem in einem Standby-Modus betreibbaren Flip-Flop zu schaffen, wobei Signalzeiten zum Durchlaufen der Schaltkreis-Anordnung ausreichend kurz sein sollen.

Das Problem wird durch eine Schaltkreis-Anordnung mit den Merkmalen gemäß dem unabhängigen Patentanspruch gelöst.

Die erfindungsgemäße Schaltkreis-Anordnung enthält ein Flip-Flop mit einer Mehrzahl von Speicher-Transistoren mit einer Schwellenspannung eines ersten Werts. Ferner weist die Schaltkreis-Anordnung einen Leistungsschalter-Transistor mit einer Schwellenspannung eines zweiten Werts auf, der derart eingerichtet ist, dass mittels Anlegens eines vorgebbaren elektrischen Potentials an seinen Gate-Anschluss die Schaltkreis-Anordnung in einen Betriebszustand bringbar ist,



in dem bei Abschalten mindestens einer Versorgungsspannung in der Schaltkreis-Anordnung enthaltene elektrische Ladungsträger vor einem Abfließen aus der Schaltkreis-Anordnung geschützt sind. Ferner enthält die erfindungsgemäße Schaltkreis-Anordnung eine Mehrzahl von Schalt-Transistoren mit einer Schwellenspannung eines dritten Werts zwischen dem Flip-Flop und dem Leistungsschalter-Transistor, zum Einkoppeln eines Flip-Flop-Eingabesignals in den Flip-Flop. Der erste und/oder der zweite Wert der Schwellenspannung ist bzw. sind größer als der dritte Wert.

Eine Grundidee der Erfindung ist darin zu sehen, dass bei der erfindungsgemäßen Schaltkreis-Anordnung Speicher-Transistoren des Flip-Flops bzw. der Leistungsschalter-Transistor mit einem höheren Wert der Schwellenspannung realisiert sind als die Schalt-Transistoren zum Einkoppeln von einem elektrischen Signal in das Flip-Flop. Aufgrund des ausreichend großen Werts der Schwellenspannung der Speicher-Transistoren des Flip-Flops ist auch in einem Standby-Modus, in dem mindestens eine Versorgungsspannung der Schaltkreis-Anordnung abgeschaltet ist, ein Abfließen von elektrischen Ladungsträgern aus dem Flip-Flop und somit einen Verlust der Speicherinformation vermieden. Aufgrund der Verwendung eines Leistungsschalter-Transistors mit einem ausreichend hohen Wert der Schwellenspannung kann in einem Standby-Modus ein unerwünschtes Abfließen von elektrischen Ladungsträgern von Knoten der Schaltkreis-Anordnung vermieden werden. Die Schalt-Transistoren liegen anschaulich zwischen Leistungsschalter-Transistor und den Speicher-Transistoren und somit im Propagationspfad von Datensignalen, welche in das Speicher-Flip-Flop eingekoppelt werden. Aufgrund des geringen Werts der Schwellenspannung der Schalt-Transistoren weisen diese eine hohe Treiberfähigkeit auf, so dass die Verzögerung bzw. Dämpfung eines Datensignals, welches mittels der Schalt-Transistoren in das Flip-Flop eingekoppelt wird, gering gehalten wird.

Bereits mittels eines zusätzlichen Bauelements, des Leistungsschalter-Transistors, kann eine Speicherinformation für einen Standby-Modus sicher in der Schaltkreis-Anordnung gespeichert werden. Dadurch ist sichergestellt, dass der  
5 Flächenbedarf der Schaltkreis-Anordnung vertretbar gering bleibt. Ferner ist eine hohe Signalgeschwindigkeit in der Schaltkreis-Anordnung ermöglicht, da der Propagationspfad der Signale von Transistoren mit einem hohem Wert der Schwellenspannung frei ist. Somit sind anschaulich die  
10 Vorteile von Transistoren mit hoher Schwellenspannung (geringer Leckstrom) und Transistoren mit geringer Schwellenspannung (geringe Signalverzögerung und Dämpfung) vorteilhaft kombiniert. Dadurch ist insbesondere für mobile Geräte wie ein PDA eine energiesparende Speichermöglichkeit  
15 in einem Power-Down-Modus geschaffen.

Mit anderen Worten ist erfindungsgemäß eine Schaltkreis-Anordnung mit einem Flip-Flop geschaffen, das in einem energiesparenden Standby-Modus betrieben werden kann. Das  
20 Flip-Flop kann beispielsweise in statischer CMOS-Technologie implementiert sein und kann auf einer Sub-100 nm-Technologie basieren, in welcher Transistoren mit unterschiedlichen Schwellenspannungen und Dicken der Gate-isolierenden Schicht bereitgestellt sind (Multi- $V_T$ -CMOS-Technik). Die Schaltkreis-  
25 Anordnung mit Flip-Flop eignet sich insbesondere für eine verlustarme Schaltung mit niedrigen Versorgungsspannungen (zum Beispiel  $V_{DDL}=0.5V$  bis  $0.8V$ ), bei der die aktive Verlustleistung aufgrund des geringeren Spannungshubs im Vergleich zu Schaltungen mit nominellen Spannungen abgesenkt  
30 wird. Derartige Schaltungen sind in der Regel aus Transistoren mit dem niedrigsten Wert der Schwellenspannung gebildet, welche in dem Prozess verfügbar ist.

Erfindungsgemäß ist die Implementierung eines Flip-Flops mit  
35 dauerhafter Speicherfähigkeit im Standby-Modus mit sehr geringem Aufwand ermöglicht. Dieser Aufwand besteht im

Wesentlichen in dem Bereitstellen des zusätzlichen Leistungsschalter-Transistor.

Bevorzugte Weiterbildungen der Erfindung ergeben sich aus den  
5 abhängigen Ansprüchen.

Das Flip-Flop kann zwei aus den Speicher-Transistoren gebildete Inverter aufweisen. Die Inverter-Teilschaltkreise sind vorzugsweise miteinander rückgekoppelt verschaltet und  
10 aus zwei p-MOS und zwei n-MOS-Transistoren gebildet.

Für das Flip-Flop der Schaltkreis-Anordnung und mindestens ein zusätzliches Flip-Flop kann ein gemeinsamer Leistungsschalter-Transistor vorgesehen sein. Mit anderen  
15 Worten kann der erfindungsgemäße Leistungsschalter-Transistor für eine Mehrzahl von Flip-Flops gemeinsam ausgebildet sein, wodurch der Flächenbedarf der Schaltkreis-Anordnung verringert ist. Typischerweise wird für jeweils einige hundert Flip-Flops ein gemeinsamer Leistungsschalter-  
20 Transistor bereitgestellt.

Die Dicke der Gate-isolierenden Schicht der Speicher-Transistoren und/oder des Leistungsschalter-Transistors ist vorzugsweise größer als die Dicke der Gate-isolierenden  
25 Schicht der Schalt-Transistoren. Indem Speicher-Transistoren und Leistungsschalter-Transistoren mit einer ausreichend hohen Schwellenspannung und einer ausreichend großen Dicke der Gate-isolierenden Schicht ausgebildet sind, und die Schalt-Transistoren mit einer geringen Schwellenspannung und einer  
30 geringen Dicke der Gate-isolierenden Schicht ausgestaltet sind, ist die Funktionalität von Leistungsschalter- und Speicher-Transistoren als leckstromarme Transistoren bzw. die Funktionalität der Schalt-Transistoren als treiberstarke Komponenten verstärkt.

Die Kanalweite der Speicher-Transistoren und/oder des Leistungsschalter-Transistors ist vorzugsweise kleiner als die Kanalweite der Schalt-Transistoren.

- 5 Die Schalt-Transistoren können derart verschaltet sein, dass in einem Betriebszustand der Schaltkreis-Anordnung, in dem mindestens eine Versorgungsspannung der Schaltkreis-Anordnung abgeschaltet ist, ein Teil der Anschlüsse oder sogar alle Anschlüsse der Schalt-Transistoren ein definiertes  
10 elektrisches Potential aufweisen. Mittels dieser Konfiguration ist vermieden, dass (z.B. in einem Standby-Modus) Anschlüsse der Schalt-Transistoren auf einem undefinierten "floatenden" elektrischen Potential befindlich sind. Dadurch ist ein sicheres Bewahren des Speicherinhalts  
15 der Flip-Flops in einem Standby-Modus ermöglicht.

- Die Schaltkreis-Anordnung kann mindestens einen zweiten Leistungsschalter-Transistor aufweisen, der mit zumindest einem Teil der Schalt-Transistoren derart gekoppelt ist, dass  
20 in einem Betriebszustand der Schaltkreis-Anordnung, in dem die mindestens eine Versorgungsspannung der Schaltkreis-Anordnung abgeschaltet ist, die Gate-Anschlüsse der mit dem mindestens einem zweiten Leistungsschalter gekoppelten Schalt-Transistoren ein definiertes elektrisches Potential  
25 aufweisen. Die Fehlerrobustheit der Schaltkreis-Anordnung bzw. die Haltezeit der in dem Flip-Flop in einem Standby-Modus gespeicherten Information kann mittels des mindestens einen zweiten Leistungsschalter-Transistors erheblich verbessert werden.

- 30 Ferner kann mindestens ein dritter Leistungsschalter-Transistor vorgesehen sein, der mit mindestens einem Teil der Schalt-Transistoren derart gekoppelt ist, dass in einem Betriebszustand der Schaltkreis-Anordnung, in dem die  
35 mindestens eine Versorgungsspannung der Schaltkreis-Anordnung abgeschaltet ist, ein Source-/Drain-Anschluss der mit dem mindestens einen dritten Leistungsschalter-Transistor

gekoppelten Schalt-Transistoren ein definiertes elektrisches Potential aufweisen. Der mindestens eine dritte Leistungsschalter-Transistor ist vorzugsweise ein p-MOS-Feldeffekttransistor. Mittels Einführens des mindestens einen dritten Leistungsschalter-Transistors ist den zugehörigen Knoten der Schaltkreis-Anordnung in dem Standby-Modus ein definiertes elektrisches Potential bereitgestellt, so dass die elektrische Stabilität der Schaltkreis-Anordnung erhöht ist.

10

Die Schaltkreis-Anordnung kann ferner einen Pulsgenerator-Schaltkreis zum Generieren eines Flip-Flop-Eingabesignals aus einem Eingabesignal und einem Taktsignal aufweisen, welcher Pulsgenerator-Schaltkreis mit dem Leistungsschalter-Transistor und mit den Schalt-Transistoren gekoppelt ist. Mittels des Pulsgenerator-Schaltkreises kann aus einem Taktsignal und einem Eingabesignal (Datensignal) ein Flip-Flop-Eingabesignal als Eingabesignal für das Flip-Flop generiert werden.

20

Der Pulsgenerator-Schaltkreis kann eine Mehrzahl von Pulsgenerator-Transistoren mit einem vierten Wert der Schwellenspannung aufweisen, wobei der erste und/oder der zweite Wert betragsmäßig größer ist bzw. sind als der vierte Wert.

25

Da die Pulsgenerator-Transistoren in dem kritischen Propagationspfad zwischen Eingabesignal und Flip-Flop angeordnet sind, ist es vorteilhaft, die darin enthaltenen Transistoren mit einer geringen Schwellenspannung vorzusehen. Besonders vorteilhaft ist eine Ausgestaltung der Pulsgenerator-Transistoren und der Schalt-Transistoren mit einem geringen Wert der Schwellenspannung und einer geringen Dicke der Gate-isolierenden Schicht und eine Ausgestaltung des Leistungsschalter-Transistors und der Speicher-Transistoren als Transistoren mit hoher Schwellenspannung und großer Dicke der Gate-isolierenden Schicht.

30

35

Es ist anzumerken, dass die Werte der Schwellenspannung der unterschiedlichen Speicher-Transistoren unterschiedlich groß sein können. Ferner können die Werte der Schwellenspannung der Schalt-Transistoren untereinander unterschiedlich groß sein. Analoge Aussagen gelten für die Dicke der Gate-isolierenden Schichten der Transistoren bzw. für deren Kanalweiten.

Der Pulsgenerator-Schaltkreis kann einen Logik-Teilschaltkreis zum Generieren mindestens eines Flip-Flop-Eingabesignals aus mindestens einem Eingabesignal gemäß einer vorgebbaren Logikoperation aufweisen. Anders ausgedrückt kann in dem Pulsgenerator-Schaltkreis mit der Funktionalität des Generierens eines Flip-Flop-Eingabesignals aus einem Eingabesignal und einem Taktsignal ein Logikbaustein (oder mehrere Logikbausteine) integriert werden, der gemäß einer vorgebbaren Booleschen Logikoperation das Eingabesignal logisch manipuliert oder mehrere Eingabesignale logisch miteinander verknüpft. Der Logik-Teilschaltkreis kann derart eingerichtet sein, dass die Logikoperation eine Inverter-Operation, eine UND-Operation, eine ODER-Operation, eine Nicht-UND-Operation, eine Nicht-ODER-Operation, eine Exklusiv-ODER-Operation oder eine Nicht-Exklusiv-ODER-Operation ist. Es kann eine beliebige Logik-Operation oder deren Komplement in dem Logik-Teilschaltkreis implementiert sein.

Der Logik-Teilschaltkreis kann eine Mehrzahl von Logik-Transistoren mit einem fünften Wert der Schwellenspannung aufweisen, wobei der erste und/oder der zweite Wert vorzugsweise betragsmäßig größer ist/sind als der fünfte Wert. Da die Logik-Transistoren des Logik-Teilschaltkreises des Pulsgenerator-Schaltkreises in dem Signal-Propagationspfad zwischen Eingabesignal und Flip-Flop liegen, ist es vorteilhaft, diese Transistoren mit einem geringen Wert der Schwellenspannung bzw. einer geringen Dicke der

Gate-isolierenden Schicht auszugestalten, um die Signale nicht übermäßig zu verzögern bzw. zu schwächen.

Die Schaltkreis-Anordnung kann ferner eine Steuer-Einheit zum  
5 Steuern von Versorgungsspannungen aufweisen, die an  
Anschlüsse zumindest eines Teil der Transistoren der  
Schaltkreis-Anordnung anlegbar sind. Die Steuer-Einheit ist  
derart eingerichtet, dass sie in einem Energiespar-  
Betriebsmodus alle Versorgungsspannungen mit Ausnahme von  
10 Versorgungsspannungen des Flip-Flops (d.h. der Speicher-  
Transistoren) abschalten kann. Die Steuer-Einheit kann somit  
zum Einleiten des Standby-Modus eingerichtet sein. Ein  
entsprechendes Steuersignal kann beispielsweise von extern  
mittels einer Eingabe durch einen Benutzer in einem Gerät  
15 erfolgen, welches eine erfindungsgemäße Schaltkreis-Anordnung  
enthält. Ein solches Gerät kann zum Beispiel ein Mobiltelefon  
oder ein PDA sein. Nach Empfang eines entsprechenden  
Steuersignals kann die Steuer-Einheit alle  
Versorgungsspannungen mit Ausnahme jener zur Versorgung des  
20 Flip-Flops abschalten. Dadurch ist ein wesentlicher Teil der  
Energieversorgung der Schaltkreis-Anordnung abgeschaltet und  
ein energiesparender Betrieb ermöglicht. Lediglich ein oberes  
und ein unteres elektrisches Referenzpotential des Flip-Flop-  
Schaltkreises sollte der Schaltkreis-Anordnung auch in dem  
35 Standby-Modus bereitgestellt werden, um ein sicheres Bewahren  
der in dem Flip-Flop gespeicherten Information  
sicherzustellen.

Das mindestens eine Flip-Flop der Schaltkreis-Anordnung kann  
30 mit einem Test-Schaltkreis gekoppelt sein, der zum Testen der  
Funktionsfähigkeit des Flip-Flops eingerichtet ist. Mittels  
eines derartigen Test-Schaltkreises oder Scan-Schaltkreises  
kann die Funktionalität des Flip-Flops überprüft werden,  
indem in das Flip-Flop beispielsweise ein Signal  
35 eingeschrieben und nachfolgend ausgelesen wird. Dadurch ist  
überprüfbar, ob ein in einem Flip-Flop eingespeichertes  
Eingabesignal in diesem sicher gespeichert ist. Die

Funktionalität eines solchen Test-Schaltkreises kann erfindungsgemäß in der Schaltkreis-Anordnung integriert sein.

Der Test-Schaltkreis der Schaltkreis-Anordnung kann eine  
5 Eingangskomponente aufweisen, die zum Programmieren eines Test-Eingabesignals in das Flip-Flop eingerichtet ist, und kann eine Ausgangskomponente aufweisen, die zum Auslesen eines Test-Ausgabesignals aus dem Flip-Flop eingerichtet ist.

10 Der Test-Schaltkreis kann eine Mehrzahl von Test-Transistoren mit einem sechsten Wert der Schwellenspannung aufweisen, wobei der sechste Wert betragsmäßig größer ist als der dritte Wert und/oder der vierte Wert und/oder der fünfte Wert. Da  
15 das Testen im Vergleich zu dem aktiven Betrieb der Schaltkreis-Anordnung eine zeitunkritische Funktionalität ist, sind die Test-Transistoren vorzugsweise gering dimensioniert und weisen eine hohe Schwellenspannung bzw. eine hohe Dicke der Gate-isolierenden Schicht auf.

20 Erfindungsgemäß sind somit Transistoren mit unterschiedlichen Schwellenspannungen und Dicken der Gate-isolierenden Schicht miteinander kombiniert. Zeitkritische Funktionen wie das Umladen von Lasten werden vorzugsweise unter Verwendung von Transistoren mit niedriger Schwellenspannung und dünner Gate-  
25 isolierender Schicht realisiert und im Standby-Modus abgeschaltet. Zeitunkritische Funktionen wie die Speicherfunktion des Flip-Flops erzeugen minimalen Leckstrom, da sie aus Transistoren mit hoher Schwellenspannung und dickerer Gate-isolierender Schicht gebildet sind. Der  
30 Zusatzaufwand ist gering, da für die unterschiedlichen Transistortypen im Layout lediglich unterschiedliche Masken erforderlich sind.

In Hinblick auf die schaltungstechnische Realisierung sind  
35 zusätzliche Steuersignale entbehrlich, um das Flip-Flop nach Ende des Standby-Modus wieder in den aktiven Zustand zu versetzen (sogenanntes Write-Back-Signal, vgl. [3]). Dadurch



ist es erfindungsgemäß ermöglicht, sowohl einen vermehrten Flächenbedarf als auch die Erhöhung der Propagationszeit aufgrund zusätzlicher Schaltungskomponenten zu vermeiden.

- 5 Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in den Figuren dargestellt und werden im weiteren näher erläutert:

Es zeigen:

- 10 Figur 1 eine Schaltkreis-Anordnung gemäß dem Stand der Technik,

Figur 2 ein Diagramm, in dem unterschiedliche Transistortypen gezeigt sind,

15

Figur 3 eine Schaltkreis-Anordnung gemäß einem ersten Ausführungsbeispiel der Erfindung,

20

Figur 4 eine Schaltkreis-Anordnung gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel der Erfindung,

Figur 5 eine Schaltkreis-Anordnung gemäß einem dritten Ausführungsbeispiel der Erfindung,

25

Figur 6 eine Schaltkreis-Anordnung gemäß einem vierten Ausführungsbeispiel der Erfindung,

Figur 7 eine Schaltkreis-Anordnung gemäß einem fünften Ausführungsbeispiel der Erfindung,

30

Figur 8 eine Schaltkreis-Anordnung gemäß einem sechsten Ausführungsbeispiel der Erfindung.

35 Gleiche oder ähnliche Komponenten in unterschiedlichen Figuren sind mit gleichen Bezugsziffern versehen.

Die Darstellungen in den Figuren sind schematisch und nicht maßstäblich.

Im Weiteren wird bezugnehmend auf **Fig.2** eine

- 5 Symbolschreibweise für unterschiedliche, in der Figur verwendete Feldeffekttransistoren vereinbart.

Ein Niedrigschwelligkeitsspannungs-n-MOS-Feldeffekttransistor 200 weist einen Wert der Schwellenspannung auf, welcher geringer ist als der Wert der Schwellenspannung eines Hochschwelligkeitsspannungs-n-MOS-Feldeffekttransistors 201.

Darüber hinaus hat der Hochschwelligkeitsspannungs-n-MOS-Feldeffekttransistor 201 eine Gate-isolierende Schicht einer hohen Dicke. Ferner weist ein Niedrigschwelligkeitsspannungs-p-MOS-Feldeffekttransistor 202 einen Wert der Schwellenspannung auf, welcher geringer ist als der Wert der Schwellenspannung eines Hochschwelligkeitsspannungs-p-MOS-Feldeffekttransistors 203. Darüber hinaus hat der Hochschwelligkeitsspannungs-p-MOS-Feldeffekttransistor 203 eine Gate-isolierende Schicht einer hohen Dicke. Es ist anzumerken, dass in einer Schaltkreis-Anordnung 300 bis 800, in der eine Mehrzahl von Transistortypen 200 bis 203 integriert ist, nicht alle Transistoren eines jeweiligen Typs 200 bis 203 einen identischen Schwellenspannungswert aufweisen müssen.

Im Weiteren wird bezugnehmend auf **Fig.3** eine Schaltkreis-Anordnung 300 gemäß einem ersten Ausführungsbeispiel der Erfindung beschrieben.

- 30 Die Schaltkreis-Anordnung 300 weist einen Flip-Flop-Teilschaltkreis 301, einen Pulsgenerator-Teilschaltkreis 302, einen Leistungsschalter-Teilschaltkreis 303 und einen Einkoppel-Teilschaltkreis 304 auf.

- 35 Der Pulsgenerator-Teilschaltkreis 302 enthält einen Takteingang 305, an dem ein Taktsignal CLK anlegbar ist. Der Takteingang 305 ist mit einem Gate-Anschluss eines ersten n-

MOS-Pulsgenerator-Transistors 306 sowie eines ersten und eines zweiten p-MOS-Pulsgenerator-Transistors 307, 308 gekoppelt. Ferner ist ein erster Source-/Drain-Anschluss des ersten p-MOS-Pulsgenerator-Transistors 307 mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines dritten p-MOS-Pulsgenerator-Transistors 309 gekoppelt. Ein erster Source-/Drain-Anschluss des zweiten p-MOS-Pulsgenerator-Transistors 308 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines vierten p-MOS-Pulsgenerator-Transistors 310 gekoppelt. Ferner sind die jeweils zweiten Source-/Drain-Anschlüsse der Transistoren 307 bis 310 aus dem elektrischen Potential einer Versorgungsspannung 311 VDDL. Ein erster Source-/Drain-Anschluss des ersten n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 306 ist mit jeweils ersten Source-/Drain-Anschlüssen eines zweiten und eines dritten n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 312, 313 gekoppelt. An dem Gate-Anschluss des zweiten n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 312 ist ein Datensignal D anlegbar, an den Gate-Anschluss des dritten n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 313 ist ein zu dem Datensignal D komplementäres Datensignal /D anlegbar. Die zweiten Source-/Drain-Anschlüsse der Transistoren 312, 313 sind mit jeweils einem Source-/Drain-Anschluss eines vierten n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 314 gekoppelt, an dessen Gate-Anschluss die Versorgungsspannung 311 VDDL anlegbar ist. Der zweite Source-/Drain-Anschluss des zweiten n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 312 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines fünften n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 315 gekoppelt. Der zweite Source-/Drain-Anschluss des vierten n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 313 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines fünften n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 316 gekoppelt. Der Gate-Anschluss von Transistor 315 ist mit dem Gate-Anschluss von Transistor 309 gekoppelt, der Gate-Anschluss von Transistor 316 ist mit dem Gate-Anschluss von Transistor 310 gekoppelt. Der zweite Source-/Drain-Anschluss von Transistor 315 ist mit dem Gate-Anschluss von Transistor 310 gekoppelt, und der zweite Source-/Drain-Anschluss von Transistor 316 ist mit dem ersten Source-/Drain-Anschluss von

Transistor 310 sowie mit dem Gate-Anschluss von Transistor 309 gekoppelt.

Die Transistoren des Pulsgenerator-Teilschaltkreises 302  
5 weisen einen geringen Wert der Schwellenspannung auf.

Der zweite Source-/Drain-Anschluss von Transistor 306 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines ersten Leistungsschalter-n-MOS-Feldeffekttransistors 317 gekoppelt.

10 Dem zweiten Source-/Drain-Anschluss des ersten Leistungsschalter-Transistors 317 ist das elektrische Massepotential 318 VSS bereitstellbar. An den Gate-Anschluss von Transistor 317 ist ein Standby-Steuersignal /STB anlegbar.

15

Transistor 317 des Leistungsschalter-Teilschaltkreises 303 weist einen hohen Wert der Schwellenspannung auf.

An dem Gate-Anschluss des vierten p-MOS-Pulsgenerator-Transistors 310 kann ein erstes Flip-Flop-Eingabesignal /S generiert werden. Ferner kann an dem Gate-Anschluss des dritten p-MOS-Pulsgenerator-Transistors 309 ein zweites Flip-Flop-Eingabesignal /R generiert werden.

20  
25

Der Gate-Anschluss des vierten p-MOS-Pulsgenerators 310 ist mit einem Gate-Anschluss eines ersten p-MOS-Schalt-Transistors 319 gekoppelt. Der Gate-Anschluss des dritten p-MOS-Pulsgenerator-Transistors 309 ist mit dem Gate-Anschluss eines zweiten p-MOS-Schalt-Transistor 320 gekoppelt.

30

Der erste Source-/Drain-Anschluss des ersten p-MOS-Schalt-Transistors 319 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines ersten n-MOS-Schalt-Transistors 321 gekoppelt. Ferner ist ein erster Source-/Drain-Anschluss des zweiten p-MOS-Schalt-Transistors 320 mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines zweiten n-MOS-Schalt-Transistor 322 gekoppelt. Der Gate-Anschluss des ersten n-MOS-Schalt-

35

Transistors 321 ist mit jeweils ersten Source-/Drain-Anschlüssen eines dritten p-MOS-Schalt-Transistors 323 und eines dritten n-MOS-Schalt-Transistors 324 gekoppelt. Der Gate-Anschluss des zweiten n-MOS-Schalt-Transistors 322 ist mit jeweils ersten Source-/Drain-Anschlüssen eines vierten p-MOS-Schalt-Transistors 325 und eines vierten n-MOS-Schalt-Transistors 326 gekoppelt. Die jeweils zweiten Source-/Drain-Anschlüsse der Transistoren 323, 319, 320 und 325 können auf das elektrische Potential der Versorgungsspannung 311 VDDL gebracht werden. Ferner ist der zweite Source-/Drain-Anschluss des dritten n-MOS-Schalt-Transistors 324 mit dem zweiten Source-/Drain-Anschluss des ersten n-MOS-Schalt-Transistors 321 und mit dem zweiten Source-/Drain-Anschluss des ersten n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 306 gekoppelt. Der zweite Source-/Drain-Anschluss des zweiten n-MOS-Schalt-Transistors 322 ist mit dem ersten Source-/Drain-Anschluss des vierten n-MOS-Schalt-Transistors 326 und mit dem zweiten Source-/Drain-Anschluss des ersten n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 306 gekoppelt. Die Gate-Anschlüsse der Transistoren 323, 324 sind miteinander und mit dem ersten Source-/Drain-Anschluss des vierten p-MOS-Pulsgenerator-Transistors 310 gekoppelt. Ferner sind die Gate-Anschlüsse der Transistoren 325, 326 miteinander und mit dem ersten Source-/Drain-Anschluss des dritten p-MOS-Pulsgenerator-Transistors 309 gekoppelt.

Es ist anzumerken, dass Transistoren 319 bis 326 als Niedrigschwelligkeits-Transistoren ausgebildet sind.

Im Unterschied dazu sind die Transistoren des Flip-Flop-Teilschaltkreises 301 als Hochschwelligkeits-Transistoren ausgebildet.

Der Flip-Flop-Teilschaltkreis 301 enthält einen ersten p-MOS-Speicher-Transistor 327, einen ersten n-MOS-Speicher-Transistor 328, einen zweiten p-MOS-Speicher-Transistor 329 und einen zweiten n-MOS-Speicher-Transistor 330. Erste

Source-/Drain-Anschlüsse der Transistoren 327, 328 sind miteinander und mit den Gate-Anschlüssen der Transistoren 329, 330 gekoppelt. Erste Source-/Drain-Anschlüsse der Transistoren 329, 330 sind miteinander und mit den Gate-Anschlüssen der Transistoren 327, 328 gekoppelt. Zweite Source-/Drain-Anschlüsse der Transistoren 327, 329 können auf das elektrische Potential der Versorgungsspannung 311 VDDL gebracht sein, wohingegen die zweiten Source-/Drain-Anschlüsse der Transistoren 328, 330 auf das elektrische Massepotential 318 gebracht werden können. Die ersten Source-/Drain-Anschlüsse der Transistoren 327, 328 sind mit den ersten Source-/Drain-Anschlüssen der Transistoren 319, 321 gekoppelt. Die ersten Source-/Drain-Anschlüsse der Transistoren 329, 330 sind mit den ersten Source-/Drain-Anschlüssen der Transistoren 322, 320 gekoppelt. An den Gate-Anschlüssen der Transistoren 329, 330 ist ein erstes Flip-Flop-Ausgabesignal Q generierbar, wohingegen an den Gate-Anschlüssen der Transistoren 327, 328 ein zweites Flip-Flop-Ausgabesignal /Q generierbar ist, welches zu dem ersten Flip-Flop-Ausgabesignal Q komplementär ist.

Ferner ist anzumerken, dass an dem Gate-Anschluss von Transistor 321 ein Signal R generierbar ist, welches zu dem zweiten Flip-Flop-Eingabesignal /R komplementär ist. Ferner ist an dem Gate-Anschluss von Transistor 322 ein Signal S generierbar, welches zu dem zweiten Flip-Flop-Eingabesignal /S komplementär ist.

Im Weiteren wird die Funktionalität der Schaltkreis-Anordnung 300 beschrieben.

Mit der Schaltkreis-Anordnung 200 ist eine verbesserte Funktionalität eines Flip-Flops mit Standby-Betriebszustand realisiert. Unter Verwendung eines einzigen zusätzlichen Transistors 317 im Vergleich zu einer Variante ohne Speicherfunktion ist eine dauerhafte Speicherung von Speicherinformation des Flip-Flops im Stand-By-Modus

ermöglicht. Wenngleich in Fig.3 lediglich ein einziger Flip-Flop-Teilschaltkreis 301 gezeigt ist, kann der Leistungsschalter-Teilschaltkreis 301 von mehreren Flip-Flop-Teilschaltkreisen 301 und/oder von mehreren Pulsgenerator-Teilschaltkreisen 302 geteilt werden.

Die schaltungstechnische Funktion der Schaltkreis-Anordnung 300 ist die eines flankengesteuerten, differentiellen Flip-Flops aus einem Pulsgenerator-Teilschaltkreis 302 und einem Set-Reset-Flip-Flop-Teilschaltkreis 301. Die Ausgangssignale des Pulsgenerator-Teilschaltkreises 302, /S und /R, werden während einer Vorladephase ("precharging") mit einem Taktsignal des Wertes CLK="0" über die p-MOS-Transistoren 307, 308 auf das Potential der Versorgungsspannung 311 VDDL vorgeladen. Bei angelegten Datensignalen D und /D leitet entweder der Kanal des Transistors 312 oder jener des Transistors 313, so dass direkt nach der ansteigenden Taktflanke entweder /S oder /R auf das elektrische Potential VSSV gebracht wird, welches anschaulich an dem ersten Source-/Drain-Anschluss des ersten Leistungsschalter-Transistors 317 anliegt. Der vierte n-MOS-Pulsgenerator-Transistor 314 ist gering dimensioniert und erzeugt nach der ansteigenden Taktflanke eine Kopplung von zwei Source-/Drain-Anschlüssen der Transistoren 315, 316 miteinander zu VSSV. Auf diese Weise kann der Zustand des Pulsgenerator-Teilschaltkreises 302 nach der ansteigenden Taktflanke nicht mehr verändert werden.

Das Set-Reset-Flip-Flop ist gemäß dem beschriebenen Ausführungsbeispiel nicht aus zwei rückgekoppelten NAND-Gattern mit zwei Eingängen gebildet, sondern aus den beiden rückgekoppelten Invertern (aus Transistoren 327 bis 330) des Flip-Flop-Teilschaltkreises 301 und aus den Schalt-Transistoren 323 bis 326. Somit ist zwischen VDDL bzw. VSSV jeweils nur ein n-MOS- oder p-MOS-Transistor angeordnet, so dass die Geschwindigkeit, mit der die Lastkapazitäten der Transistoren umgeladen werden, erhöht ist. Zur dauerhaften

Speicherung der Zustände Q und /Q sind die Transistoren 327 bis 330 des Speicher-Flip-Flop-Teilschaltkreises 301 minimal dimensioniert, weisen eine hohe Schwellenspannung und eine große Dicke der Gate-isolierenden Schicht auf. Die Versorgung des Flip-Flop-Teilschaltkreises 301 mit der Versorgungsspannung VDDL 311 und mit dem realen Massepotential 318 VSS wird in dem Speicher-Flip-Flop-Teilschaltkreis 301 auch in dem Standby-Modus nicht unterbrochen. Die beiden rückgekoppelten Inverter weisen die in einem jeweiligen Herstellungsprozess geringst möglichen Leckströme auf und sind daher besonders gut dafür geeignet, die Zustände Q und /Q im Standby-Modus zu speichern. Alle anderen Teilschaltungen der Schaltkreis-Anordnung 300 werden im Standby-Modus, bei dem an dem Gate-Anschluss des Transistors 317 das Signal /STB="0" anliegt, abgeschaltet.

Im Standby-Modus wird der Pulsgenerator-Teilschaltkreis 302 abgeschaltet, welcher auf der ansteigenden Taktflanke CLK einen negativen Spannungspuls auf dem /S- oder /R-Eingang generiert. Ferner werden die aus den Transistoren 323, 324 bzw. 325, 326 gebildeten Inverter abgeschaltet, welche aus einem 1-0-Puls auf /S oder /R einen 0-1-Puls auf S und R generieren. Darüber hinaus werden die Schalt-Transistoren 319 bis 322 des Einkoppel-Teilschaltkreises 304 im Standby-Modus abgeschaltet. Diese Transistoren laden im aktiven Betrieb auf der ansteigenden Taktflanke die Lasten an den Ausgängen Q und /Q um und weisen eine niedrige Schwellenspannung und eine dünne Gate-isolierende Schicht auf. Im Standby-Modus wird der Takt auf CLK="0" gesetzt.

Im Vergleich zu einer Schaltkreis-Anordnung ohne Leistungsschalter-Teilschaltkreis 303 verringert sich bei der Schaltkreis-Anordnung 300 der Leckstrom im Standby-Modus je nach dem Unterschied der Off-Ströme der Transistoren mit niedriger und hoher Schwellenspannung um typischerweise zwei bis vier Dekaden. Wesentlich ist, dass das Speicher-Flip-Flop nicht im kritischen Propagationspfad der Schaltung liegt.



Genau diese Eigenschaft wird erfindungsgemäß ausgenutzt, um das Speicher-Flip-Flop aus den minimal dimensionierten Transistoren 327 bis 330 mit hoher Schwellenspannung und dicker Gate-isolierender Schicht auszubilden. Dadurch ist die

5 Propagationszeit gegenüber dem Fall herabgesetzt, dass das Speicher-Flip-Flop im kritischen Pfad angeordnet ist. Da die Ausgänge Q und /Q vor einem Umladen durch das Speicher-Flip-Flop frei sind, sondern mittels der Schalt-Transistoren 319 bis 322 umgeladen werden, ergeben sich sehr kurze

10 Propagationszeiten. Beispielsweise ist für eine 100nm CMOS-Technologie eine Propagationszeit  $t_{CLKQ}=50ps$  bei  $VDDL=1V$  zu erwarten bzw.  $t_{CLKQ}=150ps$  bei  $VDDL=0.6V$ . Bei Weglassen des ersten Leistungsschalter-Transistors 317 ließe sich eine Propagationszeit bei  $VDDL=1V$  von  $t_{CLKQ}=40ps$  erzielen. Mit

15 anderen Worten ist trotz des Verwendens des ersten Leistungsschalter-Transistors 317 die Propagationszeit nur sehr geringfügig erhöht. Die Erhöhung der Propagationszeit von  $t_{CLKQ}=40ps$  auf  $t_{CLKQ}=50ps$  hängt von der Dimensionierung des ersten Leistungsschalter-Transistors 317 ab und ist somit

20 einstellbar. Bei einer Anwendung in einer hohen Anforderung an eine Leckstromreduktion kann daher ein Leistungsschalter-Transistor 317 mit einer verringerten Gate-Weite verwendet werden. Ist hingegen die Propagationszeit von größerer Bedeutung, so sind vorzugsweise Leistungsschalter-

25 Transistoren mit einer großen Gate-Weite einzusetzen.

Aufgrund der Verwendung von differentieller Schaltungstechnik im Pulsgenerator-Teilschaltkreis 302 und aufgrund der Tatsache, dass in der lastsensitiven Ausgangsstufe keine

30 Anordnung mehrerer in Serie geschalteter Transistoren eingesetzt werden, ist die Schaltkreis-Anordnung skalierbar bezüglich der Wahl der Versorgungsspannung VDDL. Die Taktlast wird maßgeblich durch die Weite des ersten Leistungsschalter-Transistors 317 bestimmt.

35 Im Weiteren werden Schaltkreis-Anordnung 400 bis 800 gemäß zweiten bis sechsten Ausführungsbeispielen der Erfindung

beschrieben. Diese stellen gegenüber der Grundschaltung von Fig.3 Weiterbildungen dar. Mittels der Varianten von Fig.4 bis Fig.8, welche beliebig miteinander kombiniert werden können, ist es ermöglicht, für eine gegebene Multi- $V_T$ /Multi-Gateoxid-Technologie eine für den jeweiligen Anwendungsfall günstige Realisierung zu ermöglichen. Insbesondere sind bei einer derartigen Auswahl die Größenordnungen der Unterschwellenströme und Gate-Tunnelströme der unterschiedlichen Transistortypen zu beachten, da diese im Standby-Modus die Zeitkonstante bestimmen, mit der das virtuelle Massenpotential VSSV auf den Maximalwert VDDL-VTON aufgeladen wird, wobei VTON der Schwellenspannungswert ist. Dieser Vorgang bewirkt, dass die Knoten S und R bei geöffneten Transistoren 324, 326 ein ansteigendes elektrisches Potential erfahren, so dass die Schalt-Transistoren 321, 322 einschalten können. Da die Schalt-Transistoren erheblich größer dimensioniert sind als die Speicher-Transistoren 327 bis 330, kann dies im Extremfall dazu führen, dass die eingespeicherten Zustände Q und /Q beeinflusst werden, das heißt, dass der Speicherinhalt beeinflusst wird. Die Schaltkreis-Anordnungen, welche im weiteren bezugnehmend auf Fig.4 bis Fig.6 beschreiben werden, enthalten schaltungstechnische Gegenmaßnahmen zum störungsfreien Aufrechterhalten des Speicherinhalts in dem Flip-Flop.

Im Weiteren wird bezugnehmend auf **Fig.4** eine Schaltkreis-Anordnung 400 gemäß einem zweiten Ausführungsbeispiel der Erfindung beschrieben.

Zusätzlich zu den in Fig.3 gezeigten Komponenten weist die Schaltkreis-Anordnung 400 einen Referenzpotential-Schaltkreis 401 auf, der den Gate-Anschlüssen der Transistoren 321 bzw. 322 definierte elektrische Potentiale bereitstellt. Der Referenzpotential-Schaltkreis 401 enthält einen ersten n-MOS-Referenzpotential-Transistor 402 und einen zweiten n-MOS-Referenzpotential-Transistor 403. An die Gate-Anschlüsse der

Transistoren 402, 403 ist das zu dem Standby-Signal /STB inverse Signal STB anlegbar. Erste Source-/Drain-Anschlüsse der n-MOS-Referenzpotential-Transistoren 402, 403 können auf das elektrische Massepotential VSS 318 gebracht werden. Ein  
5 zweiter Source-/Drain-Anschluss des ersten n-MOS-Referenzpotential-Transistors 402 ist mit dem Gate-Anschluss des ersten n-MOS-Schalt-Transistors 321 gekoppelt. Ein zweiter Source-/Drain-Anschluss des zweiten n-MOS-Referenzpotential-Transistors 403 ist mit einem Gate-  
10 Anschluss des zweiten n-MOS-Schalt-Transistors 322 gekoppelt.

Die Funktionalität des Referenzpotential-Schaltkreises 401 ist darin zu sehen, dass die Knoten S und R mittels der Transistoren 402 bzw. 403 auf das elektrische Massepotential  
15 VSS 318 gebracht werden können. In diesem Fall weisen alle Eingänge der Schalt-Transistoren 319 bis 322 ein definiertes elektrisches Potential auf. Ein Verlust des Speicherinhalts des Flip-Flops kann somit sicher vermieden werden, da alle Schalt-Transistoren im Standby-Modus geschlossen sind. Die  
20 Schalt-Transistoren 321, 322 sind somit aufgrund der Funktionalität des Referenzpotential-Schaltkreises 401 auch dann vollständig gesperrt, wenn die virtuelle Masse VSSV aufgrund von Leckströmen auf den Spannungspegel VDDL abzüglich der Schwellenspannung VT0N aufgeladen wird.

5 Die Referenzpotential-Transistoren 402, 403, die auch als zusätzliche Leistungsschalter-Transistoren bezeichnet werden können, weisen eine hohe Schwellenspannung und eine hohe Dicke der Gate-isolierenden Schicht auf.

30 Im Weiteren wird bezugnehmend auf **Fig.5** eine Schaltkreis-Anordnung 500 gemäß einem dritten Ausführungsbeispiel der Erfindung beschrieben.

35 Die Schaltkreis-Anordnung 500 unterscheidet sich von der Schaltkreis-Anordnung 300 im Wesentlichen dadurch, dass als zusätzliche Komponente ein Referenzpotential-Schaltkreis 501

bereitgestellt ist. Der Referenzpotential-Schaltkreis 501 enthält einen zweiten n-MOS-Leistungsschalter-Transistor 502, welcher im Wesentlichen so wie der erste Leistungsschalter-Transistor 317 ausgestaltet ist. An dem Gate-Anschluss des zweiten Leistungsschalter-Transistors 502 ist das Standby-Signal /STB anlegbar. Ein erster Source-/Drain-Anschluss des zweiten Leistungsschalter-Transistors 502 mit den zweiten Source-/Drain-Anschlüssen der Transistoren 324, 326, 321, 322 gekoppelt. Ein zweiter Source-/Drain-Anschluss des zweiten Leistungsschalter-Transistors 502 ist auf dem elektrischen Massepotential VSS.

Ein weiterer wichtiger Unterschied der Schaltkreis-Anordnung 500 gegenüber der Schaltkreis-Anordnung 300 liegt darin, dass diejenige mit Transistor 317 gekoppelte Leitung, auf der gemäß Fig.3 das virtuelle Massepotential VSSV bereitgestellt ist, gemäß Fig.5 von einer Kopplung mit Transistoren 324, 326, 321, 322 frei ist. Mit anderen Worten sind diejenigen Leitungen, auf denen die virtuellen Massenpotentiale des ersten Leistungsschalter-Transistors 317 und des Pulsgenerator-Schaltkreises 302 einerseits sowie des Einkoppel-Teilschaltkreises 304 andererseits bereitgestellt sind, nunmehr getrennt. In Fig.5 ist das virtuelle Massepotential des ersten Leistungsschalter-Transistors 317 und des Pulsgenerator-Schaltkreises 302 mit VSSV1 bezeichnet. Dagegen ist das virtuelle Massepotential des Einkoppel-Teilschaltkreises 304 in Fig.5 mit VSSV2 bezeichnet. Mittels Trennens der virtuellen Massen in VSSV1 und VSSV2 kann der Spannungsanstieg auf VSSV2 verlangsamt werden. Der Leckstrompfad, welcher die virtuelle Masse VSSV2 auf VDDL minus die Schwellenspannung  $V_{T0N}$  aufladen kann, wird gemäß Fig.5 nur von den p-MOS-Transistoren 319, 320, 323, 325 gebildet. Den gemäß Fig.5 unteren Source-/Drain-Anschlüssen der Transistoren 324, 321, 322, 326 wird ein definiertes elektrisches Potential unter Verwendung des zweiten Leistungsschalter-Transistors 502 bereitgestellt, welcher als Transistor mit einem hohen Wert der Schwellenspannung und

einer großen Dicke der Gate-isolierenden Schicht realisiert ist. Das Ausführungsbeispiel von Fig.5 bietet Vorteile insbesondere bei kleinen Transistoren mit sehr geringen Leckströmen und bei einer Anwendung mit einer eher kurzen  
5 Standby-Zeit. Mittels Auftrennens der virtuellen Massen des Pulsgenerator-Schaltkreises 302 und des Set-Reset Flip-Flops 301, 304 wird das Aufladen der virtuellen Masse VSSV2 auf VDDL minus VT0N im Standby-Modus aufgrund von Leckströmen erschwert.

10

Es ist anzumerken, dass die virtuelle Massenleitung VSSV1 mit Gattern im Logikpfad geteilt werden kann. Es kann eine Mehrzahl von Pulsgenerator-Schaltkreisen mit derselben virtuellen Massenleitung betrieben werden.

15

Im Weiteren wird bezugnehmend auf Fig.6 eine Schaltkreis-Anordnung 600 gemäß einem vierten Ausführungsbeispiel der Erfindung beschrieben.

20

Die Schaltkreis-Anordnung 600 unterscheidet sich von der in Fig.5 gezeigten Schaltkreis-Anordnung 500 im Wesentlichen dadurch, dass anstelle des Referenzpotential-Schaltkreises 501 mit dem zweiten n-MOS-Leistungsschalter-Transistor 502 ein Referenzpotential-Schaltkreis 601 mit einem dritten p-MOS-Leistungsschalter-Transistor 602 bereitgestellt ist. Der dritte Leistungsschalter-Transistor 602 ist ein Transistor mit einer hohen Schwellenspannung, an dessen Gate-Anschluss ein Signal STB anlegbar ist, das zu dem an dem Gate-Anschluss des ersten Leistungsschalter-Transistors 317 anlegbaren  
25 Standby-Signals /STB komplementär ist. Ein erster Source-/Drain-Anschluss des dritten Leistungsschalter-Transistors 602 kann auf das Potential der ersten elektrischen Versorgungsspannung VDDL 311 gebracht werden, wohingegen der zweite Source-/Drain-Anschluss des dritten p-MOS-Leistungsschalter-Transistors 602 mit den gemäß Fig.6 oberen Source-/Drain-Anschlüssen der Transistoren 323, 325 gekoppelt  
30 ist. Das elektrische Potential des zweiten Source-/Drain-

35

Anschlusses des dritten Leistungsschalter-Transistors 602 ist das virtuelle Versorgungsspannungs-Potential VDDV. Den gemäß Fig.6 unteren Source-/Drain-Anschlüssen der Transistoren 321, 322, die mit dem gemäß Fig.6 oberen Source-/Drain-Anschluss des ersten Leistungsschalter-Transistors 317 gekoppelt sind, ist das virtuelle Massepotential VSSV bereitstellbar.

Anstelle des n-MOS-Leistungsschalter-Transistors 502 aus Fig.5 wird in Fig.6 ein p-MOS-Leistungsschalter 602 verwendet, mittels welchem die Inverter zum Generieren der Signale S und R mit einer virtuellen Versorgungsspannung VDDV gekoppelt sind. Ein großer Vorteil dieses Ausführungsbeispiels ist, dass jeweils ein Source-/Drain-Anschluss der Transistoren 324, 326 mit der realen Masse VSS 318 gekoppelt ist, wodurch diesen Knoten im Standby-Modus ein definiertes elektrisches Potential bereitgestellt ist. Daher eignet sich die Schaltkreis-Anordnung 600 besonders gut für Anwendungen, bei denen lange Standby-Zeiten auftreten können. Um im aktiven Betrieb einen Anstieg der CLK-Q bzw. CLK-/Q Propagationszeit aufgrund eines verlangsamten 0-1-Übergangs auf S oder R zu vermeiden, ist der Leistungsschalter 602 entsprechend den Anforderungen an die Propagationszeit dimensioniert.

Die Transistoren 324, 326, die gemäß Fig.6 als Niedrigschwelligenspannungs-Transistoren realisiert sind, können alternativ eine hohe Schwellenspannung und eine große Dicke der Gate-isolierenden Schicht aufweisen. In diesem Fall wird auch der Gate-Tunnelstrom über den Gate-Anschluss der Transistoren 324, 326 unterbunden. Da im aktiven Betrieb jeweils nur ein 1-0-Übergang auf /S oder /R erfolgt, wird die CLK-Q bzw. CLK-/Q Propagationszeit des Flip-Flops aufgrund dieser Maßnahme nicht erhöht.

Bei der Schaltkreis-Anordnung 600 weisen die Inverter zum Generieren der Signale R und S einen Anschluss zum Massepotential VSS auf und werden über einen dritten p-MOS-

Leistungsschalter-Transistors 602 mit einer virtuellen Versorgungsspannung VDDV betrieben. Im Standby-Modus sind die Transistoren 324, 326 geöffnet, da /S und /R auf VDDL vorgeladen sind. Die Knoten S und R liegen auf dem elektrischen Massepotential VSS 318 und sperren daher die n-MOS-Speicher-Transistoren 321, 322. Der Leckstrom durch die geschlossenen p-MOS-Transistoren 323, 325 der Inverter wird mittels des p-MOS Leistungsschalters 602 unterbunden.

Im Weiteren wird bezugnehmend auf **Fig.7** eine Schaltkreis-Anordnung 700 gemäß einem fünften Ausführungsbeispiel der Erfindung beschrieben.

Bei der Schaltkreis-Anordnung 700 sind die Teilschaltkreise 301 bis 304 wie in Fig.3 realisiert. Zusätzlich zu diesen Komponenten ist ein Scanpfad-Teilschaltkreis 701 ausgebildet, der mit den Ausgangs-Knoten Q, /Q des Flip-Flop-Teilschaltkreises 301 gekoppelt ist.

Der Knoten mit dem Ausgabesignal /Q ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines ersten n-MOS-Scanpfad-Transistors 702 gekoppelt. An den Gate-Anschluss des ersten n-MOS-Scanpfad Transistors 702 und an den Gate-Anschluss eines zweiten n-MOS-Scanpfad-Transistors 703 ist ein Enable-Signal SE anlegbar. Ein erster Source-/Drain-Anschluss des zweiten n-MOS-Scanpfad-Transistors 703 ist mit dem Knoten Q des Flip-Flop-Teilschaltkreises 301 gekoppelt. Ein zweiter Source-/Drain-Anschluss des ersten n-MOS-Scanpfad Transistors 702 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines dritten n-MOS-Scanpfad-Transistors 704 gekoppelt, dessen zweiter Source-/Drain-Anschluss auf das elektrische Massepotential VSS 318 gebracht werden kann. An dem Gate-Anschluss des dritten n-MOS-Scanpfad-Transistors 704 ist ein Scan-Eingabesignal SI anlegbar. Ferner ist ein zweiter Source-/Drain-Anschluss des zweiten n-MOS-Scanpfad Transistors 703 mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines vierten n-MOS-Scanpfad-Transistors 705 gekoppelt. An

den Gate-Anschluss des vierten n-MOS-Scanpfad-Transistors 705 ist ein zu dem Scan-Eingabesignal SI komplementäres Signal /SI anlegbar. Der zweite Source-/Drain-Anschluss des vierten n-MOS-Scanpfad-Transistors 705 kann auf das elektrische Massepotential VSS 318 gebracht werden.

Der erste Source-/Drain-Anschluss des ersten n-MOS-Scanpfad-Transistors 702 ist mit dem Gate-Anschluss eines ersten p-MOS-Scanpfad-Transistors 706 gekoppelt. Ein erster Source-/Drain-Anschluss des ersten p-MOS-Scanpfad Transistors 706 ist auf das elektrische Potential der Versorgungsspannung VDDL 311 bringbar. Ein zweiter Source-/Drain-Anschluss des ersten p-MOS-Scanpfad-Transistors 706 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines zweiten p-MOS-Scanpfad-Transistors 707 gekoppelt, an dessen Gate-Anschluss ein Signal /SL anlegbar ist. Ein zweiter Source-/Drain-Anschluss des zweiten p-MOS-Scanpfad-Transistors 707 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines fünften n-MOS-Scanpfad-Transistors 708 gekoppelt. An dem Gate-Anschluss des fünften n-MOS-Scanpfad-Transistors 708 ist ein zu dem Signal /SL inverses Signal SL anlegbar. Der zweite Source-/Drain-Anschluss des fünften n-MOS-Scanpfad-Transistors 708 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines sechsten n-MOS-Scanpfad-Transistors 709 gekoppelt, dessen zweiter Source-/Drain-Anschluss auf das elektrische Massepotential VSS 318 gebracht werden kann. Der Gate-Anschluss des sechsten n-MOS-Scanpfad-Transistors 709 ist mit dem Gate-Anschluss des ersten p-MOS-Scanpfad-Transistors 706 gekoppelt.

Der erste Source-/Drain-Anschluss des zweiten n-MOS-Scanpfad-Transistors 703 ist mit dem Gate-Anschluss eines dritten p-MOS-Scanpfad-Transistors 710 gekoppelt. Ein erster Source-/Drain-Anschluss des dritten p-MOS-Scanpfad-Transistors 710 kann auf das elektrische Potential der Versorgungsspannung VDDL 311 gebracht werden. Der zweite Source-/Drain-Anschluss des dritten p-MOS-Scanpfad-Transistors 710 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines vierten p-MOS-Scanpfad-



Transistors 711 gekoppelt, an dessen Gate-Anschluss das Signal /SL anlegbar ist. Ein zweiter Source-/Drain-Anschluss des vierten p-MOS-Scanpfad-Transistors 711 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines siebten n-MOS-Scanpfad-

5 Transistors 712 gekoppelt, an dessen Gate-Anschluss ein Signal SL anlegbar ist. Ein zweiter Source-/Drain-Anschluss des siebten n-MOS-Scanpfad-Transistors 712 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines achten n-MOS-Scanpfad-Transistors 713 gekoppelt, dessen zweiter Source-/Drain-  
10 Anschluss auf das elektrische Massepotential VSS 318 bringbar ist. Der Gate-Anschluss des achten n-MOS-Scanpfad-Transistors 713 ist mit dem Gate-Anschluss des dritten p-MOS-Scanpfad-Transistors 710 gekoppelt.

15 Ferner ist der zweite Source-/Drain-Anschluss des zweiten p-MOS-Scanpfad-Transistors 707 mit dem Gate-Anschluss eines fünften p-MOS-Scanpfad Transistors 714 gekoppelt. Ein erster Source-/Drain-Anschluss des fünften p-MOS-Scanpfad-Transistors 714 ist auf das elektrische Potential der

20 Versorgungsspannung 311 bringbar. Ferner ist ein zweiter Source-/Drain-Anschluss des fünften p-MOS-Scanpfad-Transistors 714 mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines neunten n-MOS-Scanpfad-Transistors 716 gekoppelt, dessen zweiter Source-/Drain-Anschluss auf das elektrische  
25 Massepotential VSS 318 bringbar ist. Der Gate-Anschluss des neunten n-MOS-Scanpfad-Transistors 716 ist mit dem Gate-Anschluss des fünften p-MOS-Scanpfad-Transistors 714 gekoppelt. An dem Gate-Anschluss des neunten n-MOS-Scanpfad-Transistors 716 ist ein Ausgangssignal SO bereitgestellt.

30 Der zweite Source-/Drain-Anschluss des vierten p-MOS-Scanpfad-Transistors 711 ist mit dem Gate-Anschluss eines sechsten p-MOS-Scanpfad-Transistors 715 gekoppelt, dessen erster Source-/Drain-Anschluss auf das elektrische Potential  
35 der Versorgungsspannung VDDL 311 gebracht werden kann. Der zweite Source-/Drain-Anschluss des sechsten p-MOS-Scanpfad-Transistors 715 ist mit dem Gate-Anschluss des neunten n-MOS-

Scanpfad-Transistors 716 gekoppelt. Ferner ist der zweite Source-/Drain-Bereich des sechsten p-MOS-Scanpfad-Transistors 715 mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines zehnten n-MOS-Scanpfad Transistors 717 gekoppelt, dessen zweiter  
5 Source-/Drain-Anschluss auf das elektrische Massepotential VSS 318 bringbar ist. Der Gate-Anschluss des zehnten n-MOS-Scanpfad-Transistors 717 ist mit dem Gate-Anschluss des sechsten p-MOS-Scanpfad-Transistors 715 gekoppelt. An diesen Gate-Anschlüssen ist das zu dem Ausgangssignal SO  
10 komplementäre Ausgangssignal /SO bereitgestellt.

) Ferner ist der zweite Source-/Drain-Anschluss des sechsten p-MOS-Scanpfad-Transistors 715 mit dem zweiten Source-/Drain-Anschluss des zweiten p-MOS-Scanpfad-Transistors 707  
15 gekoppelt.

Im Weiteren wird die Funktionalität der Schaltkreis-Anordnung 700, insbesondere des Scanpfad-Teilschaltkreises 701,  
beschrieben.

20 Anschaulich dient der Scanpfad-Teilschaltkreis 701 dazu, die Funktionalität der restlichen Schaltkreis-Anordnung, insbesondere des Flip-Flop-Teilschaltkreises 301, zu überprüfen. Hierfür kann in den Flip-Flop-Teilschaltkreis 301  
25 ein Signal eingeschrieben werden und das Signal nachfolgend zu Testzwecken wiederausgelesen werden.

Wenngleich in Fig.7 die Scanpfad-Erweiterung 701 für die in Fig.3 gezeigte Schaltkreis-Anordnung 300 dargestellt ist,  
30 kann eine solche Erweiterung mit jedem anderen Ausführungsbeispiel der erfindungsgemäßen Schaltkreis-Anordnung kombiniert werden, indem ein Scanpfad-Teilschaltkreis 701 analog zu der in Fig.7 gezeigten Weise mit den Knoten Q, /Q der jeweiligen Schaltkreis-Anordnung  
35 gekoppelt wird.

Die Scanfähigkeit eines Flip-Flop-Schaltkreises ist in einem komplexen Schaltkreis vorteilhaft, um aus Eingangs- und Ausgangsregistern einen Scanpfad zum Testen der integrierten Schaltung aufzubauen. Da ein solcher Test im Vergleich zum

5 aktiven Betrieb der Schaltkreis-Anordnung 700 eher zeitunkritisch ist, sind alle Transistoren 702 bis 717 minimal dimensioniert und weisen eine hohe Schwellenspannung und eine Gate-isolierende Schicht einer großen Dicke auf.

10 Die Eingänge des Scanpfad-Teilschaltkreises 701 sind mit den Ausgängen Q und /Q des Set-Reset Flip-Flops 301 gekoppelt. Der Scan-Eingangsbereich enthält die Transistoren 702 bis 705. Mittels des Signals SE wird der Scanmodus eingeschaltet. Während des Scanmodus ist der Pulsgenerator-Teilschaltkreis

15 302 in der Regel abgeschaltet (CLK="0", /STB="0"). Mittels der Eingänge SI und /SI der Transistoren 704, 705 wird das Set-Reset-Flip-Flop 301, d.h. die Knoten Q und /Q, beschrieben.

20 Die Transistoren 327 bis 330, 702 bis 705 bilden mit den Transistoren 706 bis 717 eine Master-Slave-Anordnung. Hierbei bilden Transistoren 327 bis 330, 702 bis 705 die Master-Stufe, wohingegen die Transistoren 706 bis 717 die Slave-Stufe bilden. Die Slave-Stufe übernimmt die eingelesenen

25 Zustände SI und /SI auf der ansteigenden Flanke zu SL="1" bzw. /SL="0". Ein Scan-Flip-Flop ist aus den Transistoren 714 bis 717 in Form zweier rückgekoppelter Inverter gebildet. Die Transistoren 706 bis 709 und die Transistoren 710 bis 713 bilden jeweils ein sogenanntes C<sup>2</sup>MOS-Latch ("Clocked-CMOS-

30 Latch"), welches die Daten-Propagation zum Scan-Flip-Flop steuert. Sobald die beiden C<sup>2</sup>MOS-Latches geöffnet sind, sperrt die Master-Stufe über SE="0" die Kopplung zu den Scan-Eingängen SI und /SI. Die Takte des Scanpfads SL und SE=/SL sind somit invers zueinander. Das Signal SL=/SE kann

35 beispielsweise lokal mittels eines Inverters aus dem Scan-Enable-Signal SE erzeugt oder global an alle Flip-Flops weitergeleitet werden (nicht gezeigt in Fig.7).

Zum Ausbilden der Scanpfade in einem n-Bit breiten Eingangs- oder Ausgangsregister werden die Scan-Ausgänge SO und /SO einer Stufe i jeweils mit den Scan-Eingängen SI und /SI einer Stufe i+1 derart verschaltet, dass ein Schieberegister gebildet wird. Auf diese Weise lässt sich der gesamte Datenpfad innerhalb von n Scantaktzyklen, definiert mittels des SE-Signals, zu Testzwecken sukzessive mit Daten beschreiben.

10

Im Gegensatz zu der aus [11] bekannten Anordnung für ein flankengesteuertes differentielles Flip-Flop ist die in Fig.7 gezeigte Anordnung der Scannerweiterung vollkommen symmetrisch. Die erfindungsgemäße Implementierung des Scanpfad-Teilschaltkreises 701 aus Transistoren mit hoher Schwellenspannung und hoher Dicke der Gate-isolierenden Schicht ist wesentlich. Angesichts von nur sechs zusätzlichen Leckstrompfaden von VDDL zu VSS bewirkt der Scanpfad-Teilschaltkreis 701 eine nur sehr geringe Erhöhung der Verlustleistung bezogen auf die Schaltkreis-Anordnung 300.

20

Im Vergleich zu einem Flip-Flop ohne einen Scanpfad (Schaltkreis-Anordnung 300) befinden sich an den Ausgängen Q und /Q mit den parasitären Drain-Kapazitäten der Scan-Enable-Transistoren 702, 703 nur zwei Lasten, die in guter Näherung vernachlässigbar sind. Somit ist eine ausreichend schnelle Propagation von Signalen durch die Scannerweiterung 701 sichergestellt.

25

Obwohl in dem Scanpfad-Teilschaltkreis 701 eine höhere Anzahl von Zusatz-Transistoren erforderlich ist als bei der aus [3] bekannten Lösung, ist bei dem aus [3] bekannten Scanpfad eine Erhöhung der Propagationszeit zu beobachten, da die Transistoren der Scanpfad-Erweiterung im Gegensatz zu dem in Fig.7 gezeigten Scanpfad-Teilschaltkreis 701 nicht minimal dimensioniert sind. Ferner belastet gemäß [3] der Aufbau des Scanpfads vom Ausgang des Slave-Latches zum Scan-Eingang des

35

Master-Latches der folgenden Stufe stets den Ausgang des Slave-Latches und reduziert so die effektive Treiberfähigkeit. Dies hat zur Folge, dass das Skalierungsverhalten des Scanpfad-Teilschaltkreises 701  
5 bezüglich kleinerer Versorgungsspannungen erfindungsgemäß besser ist als gemäß [3].

Im Weiteren wird bezugnehmend auf **Fig.8** eine Schaltkreis-Anordnung 800 gemäß einem sechsten Ausführungsbeispiel der  
10 Erfindung beschrieben.

Bei der Schaltkreis-Anordnung 800 sind die Teilschaltkreise 303, 301, 304 wie bei der Schaltkreis-Anordnung 600 ausgebildet. Anstelle des Pulsgenerator-Teilschaltkreises 302  
15 ist bei der Schaltkreis-Anordnung 800 ein Pulsgenerator-Teilschaltkreis 801 ausgebildet. Dieser entspricht dem Pulsgenerator-Teilschaltkreis 303 mit dem Unterschied, dass Transistoren 312, 313, mittels welchen gemäß Fig.6 die Datensignale D und /D eingekoppelt werden, durch erste bis  
20 sechste n-MOS-Logik-Transistoren 802 bis 807 ersetzt sind.

Der erste Source-/Drain-Anschluss des ersten n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 306 ist mit jeweils einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines ersten und eines zweiten n-MOS-Logik-Transistors 802, 803 gekoppelt. An dem Gate-Anschluss des ersten n-MOS-Logik-Transistors 802 ist ein erstes  
25 Datensignal A anlegbar. An dem Gate-Anschluss des zweiten n-MOS-Logik-Transistors 803 ist ein zu dem ersten Datensignal A komplementäres Signal /A anlegbar. Der zweite Source-/Drain-Anschluss des ersten n-MOS-Logik-Transistors 802 ist mit  
30 einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines dritten n-MOS-Logik-Transistors 804 gekoppelt. Der zweite Source-/Drain-Anschluss des dritten n-MOS-Logik-Transistors 804 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss eines vierten n-MOS-Logik-Transistors 805 gekoppelt, dessen zweiter Source-/  
35 Drain-Anschluss mit dem zweiten Source-/Drain-Anschluss des zweiten n-MOS-Logik-Transistors 803 und mit einem ersten

Source-/Drain-Anschluss eines sechsten n-MOS-Logik-Transistors 807 gekoppelt ist. An dem Gate-Anschluss des dritten n-MOS-Logik-Transistors 804 ist ein zweites Datensignal B anlegbar. An den Gate-Anschlüssen der vierten und fünften n-MOS-Logik-Transistoren 805, 806 ist ein zu dem zweiten Datensignal B komplementäres Signal /B anlegbar. Der zweite Source-/Drain-Anschluss des ersten n-MOS-Logik-Transistors 802 ist mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss des fünften n-MOS-Logik-Transistors 806 gekoppelt, dessen zweiter Source-/Drain-Anschluss mit einem zweiten Source-/Drain-Anschluss des sechsten n-MOS-Logik-Transistors 807 gekoppelt ist. An dem Gate-Anschluss des sechsten n-MOS-Logik-Transistors 807 ist das Datensignal B angelegt. Ferner ist ein zweiter Source-/Drain-Anschluss des zweiten n-MOS-Logik-Transistors 803 mit einem ersten Source-/Drain-Anschluss des sechsten n-MOS-Logik-Transistors 807 gekoppelt. Die zweiten Source-/Drain-Anschlüsse der Transistoren 804, 805 sind mit dem ersten Source-/Drain-Anschluss des vierten n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 314 gekoppelt. Ferner ist der zweite Source-/Drain-Anschluss des vierten n-MOS-Pulsgenerator-Transistors 314 mit den zweiten Source-/Drain-Anschlüssen der fünften und sechsten n-MOS-Logik-Transistoren 806, 807 gekoppelt.

Im Weiteren wird die Funktionalität der Schaltkreis-Anordnung 800 beschrieben.

Die Schaltkreis-Anordnung 800 ist eine Schaltkreis-Anordnung mit einer integrierten Logikfunktion in der Eingangsstufe 801. Gemäß dem beschriebenen Ausführungsbeispiel wird unter Verwendung einer Logikfunktionalität der Transistoren 802 bis 807 eine XOR/XNOR-Funktion mit zwei Eingangssignalen A, B durchgeführt. Grundsätzlich lässt sich jede Boolesche Funktion in Form einer funktionellen Logik in jedem der Schaltkreise 300 bis 800 implementieren. Es sollte jedoch gewährleistet sein, dass bei jedem möglichen Eingangs-Bitmuster nur einer der beiden Source-/Drain-Anschlüsse der

Transistoren 315, 316 über den Logikpfad mit VSSV gekoppelt wird, so dass nur ein einziger leitender Pfad von einem der Source-/Drain-Anschlüsse über den Logikpfad zur virtuellen Masse VSSV bei CLK="1" existiert.

5.

Somit kann anschaulich eine Logik-Stufe in dem Pulsgenerator-Teilschaltkreis 302 implementiert sein.

10

Im Weiteren wird die technologische Realisierung der Schaltkreis-Anordnungen 300 bis 800 gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der Erfindung beschrieben.

15

Jede der Schaltkreis-Anordnungen 300 bis 800 eignet sich grundsätzlich für eine beliebige Kombination von unterschiedlichen MOS-Feldeffekttransistortypen mit unterschiedlichen Schwellenspannungen und Dicken der Gate-isolierenden Schicht.

20

Exemplarisch sind folgende Implementierungsmöglichkeiten zu nennen:

25

a) Die oben beschriebenen Ausführungsbeispiele basieren auf einem Prozess, bei dem zwei Transistortypen (jeweils n-MOS und p-MOS) mit mindestens zwei unterschiedlichen Werten von Schwellenspannungen und mit unterschiedlichen Dicken der Gate-isolierenden Schicht zur Verfügung gestellt sind.

30

b) In einem Prozess, in dem lediglich ein Transistortyp (p-MOS oder n-MOS) mit einer hohen Schwellenspannung bereitgestellt ist, können die Schwellenspannungen der Transistoren im kritischen Pfad der Schaltkreis-Anordnung, das heißt bei den Pulsgenerator- und den Schalt-Transistoren, mittels des sogenannten Forward-Biasing-Verfahrens, abgesenkt werden. Für einen n-MOS-Transistor wird hierfür eine positive Spannung an den Bulk-Kontakt angelegt. Für einen p-MOS-Transistor wird hierfür eine negative Spannung an den Bulk-

35

Kontakt angelegt. In diesem Szenario ist ein Dreifach-Wannenprozess ("triple well") vorteilhaft.

c) Grundsätzlich können die erforderlichen niedrigen

- 5 Leckströme im Speicher-Flip-Flop, im Scanpfad, sowie in den Leistungsschalter-Transistoren auch unter Verwendung des sogenannten Reverse-Biasing-Verfahrens von Transistoren mit niedriger Schwellenspannung erzielt werden.

- 10 d) Bei einer Verwendung von Doppelgate-Transistoren auf SOI-Basis ("silicon on insulator") anstelle von Bulk-MOS-Transistoren lässt sich für jeden Transistor je nach Betriebszustand eine gewünschte Schwellenspannung einstellen. Bei einem Doppelgate-Transistor erfolgt die Verschiebung der  
15 Schwellenspannung allerdings nicht über einen Bulk-Kontakt, sondern über das Backgate. Die Backgate-Spannungen können in Abhängigkeit des Betriebszustandes (Aktiv/Standby) gemäß Tabelle 1 gewählt werden.

Betriebszustand	n-MOS		p-MOS	
	Backgate VGBN	Schwellenspannung VT0N	Backgate VGBP	Schwellenspannung VT0P
Aktiv: /STB=1	$\geq VDDL$	niedrig	$\leq 0V$	niedrig
Standby: /STB=0	$\leq 0V$	hoch	$\geq VDDL$	hoch

Tabelle 1

- Für eine ausreichend dicke Backgate-isolierende Schicht kann der Leistungsschalter-Transistor 317 sogar vollständig weggelassen werden, wenn der Takt wie für das Flip-Flop  
25 vorgesehen ist, im Standby-Modus auf  $V_{CLK} = 0 V$  gesetzt wird. Sofern simultan am Backgate des Takttransistors 306 eine negative Spannung anliegt, erhöht sich dessen Schwellenspannung und unterbindet den Leckstrom des Pulsgenerators. Auch die Leckströme der Transistoren 324,  
30 321, 322, 326 werden durch eine stark negative Backgate-Spannung minimiert.



Voraussetzung für die oben genannten Implementierungs-  
Möglichkeiten b) bis d) ist, dass die Transistoren eine  
ausreichend dicke Gate-isolierende Schicht aufweisen und der  
elektrische Strom im ausgeschalteten Zustand nicht durch den  
5 Gate-Leckstrom dominiert wird, da sich in allen drei Fällen  
nur die Unterschwellen-Komponente des Gesamt-Leckstroms  
verändern lässt. Werden Transistoren mit dünnen Gate-  
isolierenden Schichten und hohen Gate-Leckströmen verwendet,  
ist stets ein Leistungsschalter-Transistor mit einer  
10 ausreichend dicken Gate-isolierenden Schicht erforderlich.

In diesem Dokument sind folgende Veröffentlichungen zitiert:

- [1] M. Hamada, Y. Ootaguro, T. Kuroda, "Utilizing Surplus Timing for Power Reduction", Proc. of the IEEE Custom Integrated Circuits Conference 2001.
- [2] T. Inukai et al., "Boosted gate MOS (BGMOS): device/circuit cooperation scheme to achieve leakage-free giga-scale integration", Proceedings of the Custom Integrated Circuits Conference, 2000, pp. 409-412.
- [3] S. Shigematsu et al., "A 1-V high-speed MTCMOS circuit scheme for power-down application circuits", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 32, No 6, June 1997, pp. 861 - 869.
- [4] P.R. van der Meer, A. van Staveren, A.H.M. Roermund, "Ultra-low Standby-Currents for deep sub-micron VLSI CMOS Circuits: Smart Series Switch", ISCAS 2000 - IEEE International Symposium on Circuits and Systems, May 28 to 31, 2000, Geneva, Switzerland
- [5] P.R. van der Meer, A. van Staveren, "Effectivity of Standby-Energy Reduction Techniques for Deep-Sub-Micron CMOS", ISCAS 2001. Proc. of the 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Vol. 4, pp. 594 -597.
- [6] S.F Huang et al., "High performance 50 nm CMOS devices for microprocessor and embedded processor core applications", Technical Digest. International Electron Devices Meeting, 2001, pp. 11.1.1 -11.1.4.
- [7] J. Montanaro et al, "A 160-MHz, 32-b, 0.5-W CMOS RISC Microprocessor", IEEE Journal of Solid-State

Circuits, Vol. 31, No. 11 , Nov. 1996, pp. 1703 - 1714.

[8] US 4,910,713

5

[9] US 6,232,810

[10] T. Hiramoto, "Optimum Device Parameters and Scalability of Variable Threshold Voltage Complementary MOS (VTCMOS)", J. Appl. Phys. Vol. 40 (2001) Part 1, No. 413, 30 April 2001, pp. 2854-2858.

10

[11] R. Zyuban and D. Meltzer, "Clocking Strategies and Scannable Latches for Low Power Applications", Proc. of the International Symposium on Low Power Electronics and Design (ISLPED) 2001, Huntington Beach, CA, USA, pp. 346-351.

15

**Patentansprüche:**

## 1. Schaltkreis-Anordnung

- 5 mit einem Flip-Flop mit einer Mehrzahl von Speicher-Transistoren mit einer Schwellenspannung eines ersten Werts;
- 10 mit einem Leistungsschalter-Transistor mit einer Schwellenspannung eines zweiten Werts, der derart eingerichtet ist, dass mittels Anlegens eines vorgebbaren elektrischen Potentials an seinen Gate-Anschluss die Schaltkreis-Anordnung in einen Betriebszustand bringbar ist, in dem bei Abschalten mindestens einer Versorgungsspannung in der Schaltkreis-Anordnung enthaltene elektrische Ladungsträger vor einem Abfließen aus der Schaltkreis-Anordnung geschützt sind;
- 15 mit einer Mehrzahl von Schalt-Transistoren mit einer Schwellenspannung eines dritten Werts zwischen dem Flip-Flop und dem Leistungsschalter-Transistor, zum Einkoppeln eines Flip-Flop-Eingabesignals in den Flip-Flop;
- 20 wobei der erste und/oder der zweite Wert betragsmäßig größer ist/sind als der dritte Wert.

## 2. Schaltkreis-Anordnung nach Anspruch 1,

25 bei der das Flip-Flop zwei aus den Speicher-Transistoren gebildete Inverter aufweist.

## 3. Schaltkreis-Anordnung nach Anspruch 1 oder 2,

30 bei der für das Flip-Flop und für mindestens ein zusätzliches Flip-Flop ein gemeinsamer Leistungsschalter-Transistor vorgesehen ist.

## 4. Schaltkreis-Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, bei welcher die Dicke der Gate-isolierenden Schicht der

35 Speicher-Transistoren und/oder des Leistungsschalter-Transistors größer ist als die Dicke der Gate-isolierenden Schicht der Schalt-Transistoren.

5. Schaltkreis-Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 4,  
bei welcher die Kanal-Weite der Speicher-Transistoren  
und/oder des Leistungsschalter-Transistors kleiner ist als  
5 die Kanal-Weite der Schalt-Transistoren.

6. Schaltkreis-Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 5,  
bei der die Schalt-Transistoren derart verschaltet sind, dass  
in einem Betriebszustand der Schaltkreis-Anordnung, in dem  
10 mindestens eine Versorgungsspannung der Schaltkreis-Anordnung  
abgeschaltet ist, alle Anschlüsse der Schalt-Transistoren ein  
definiertes elektrisches Potential aufweisen.

7. Schaltkreis-Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 6,  
15 mit mindestens einem zweiten Leistungsschalter-Transistor,  
der mit zumindest einem Teil der Schalt-Transistoren derart  
gekoppelt ist, dass in einem Betriebszustand der Schaltkreis-  
Anordnung, in dem mindestens eine Versorgungsspannung der  
Schaltkreis-Anordnung abgeschaltet ist, die Gate-Anschlüsse  
20 der mit dem mindestens einen zweiten Leistungsschalter-  
Transistor gekoppelten Schalt-Transistoren ein definiertes  
elektrisches Potential aufweisen.

8. Schaltkreis-Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 7,  
25 mit mindestens einem dritten Leistungsschalter-Transistor,  
der mit zumindest einem Teil der Schalt-Transistoren derart  
gekoppelt ist, dass in einem Betriebszustand der Schaltkreis-  
Anordnung, in dem mindestens eine Versorgungsspannung der  
Schaltkreis-Anordnung abgeschaltet ist, ein Source-/Drain-  
30 Anschluss der mit dem mindestens einen dritten  
Leistungsschalter-Transistor gekoppelten Schalt-Transistoren  
ein definiertes elektrisches Potential aufweisen.

9. Schaltkreis-Anordnung nach Anspruch 8,  
35 bei welcher der mindestens eine dritte Leistungsschalter-  
Transistor ein p-MOS-Feldeffekttransistor ist.

10. Schaltkreis-Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 9,  
mit einem Pulsgenerator-Schaltkreis zum Generieren eines  
Flip-Flop-Eingabesignals aus einem Eingabesignal und aus  
einem Taktsignal, welcher Pulsgenerator-Schaltkreis mit dem  
5 Leistungsschalter-Transistor und mit den Schalt-Transistoren  
gekoppelt ist.

11. Schaltkreis-Anordnung nach Anspruch 10,  
bei welcher der Pulsgenerator-Schaltkreis eine Mehrzahl von  
10 Pulsgenerator-Transistoren mit einem vierten Wert der  
Schwellenspannung aufweist, wobei der erste und/oder der  
zweite Wert betragsmäßig größer ist/sind als der vierte Wert.

12. Schaltkreis-Anordnung nach Anspruch 10 oder 11,  
15 bei welcher der Pulsgenerator-Schaltkreis einen Logik-  
Teilschaltkreis zum Generieren mindestens eines Flip-Flop-  
Eingabesignals aus mindestens einem Eingabesignal gemäß einer  
vorgebbaren Logikoperation aufweist.

20 13. Schaltkreis-Anordnung nach Anspruch 12,  
bei welcher der Logik-Teilschaltkreis derart eingerichtet  
ist, dass die Logikoperation eine

- Inverter-Operation;
- UND-Operation;
- 25 • ODER-Operation;
- Nicht-UND-Operation;
- Nicht-ODER-Operation; oder
- Exklusiv-ODER-Operation;
- Nicht-Exklusiv-ODER-Operation

30 ist.

14. Schaltkreis-Anordnung nach Anspruch 12 oder 13,  
bei welcher der Logik-Teil-Schaltkreis eine Mehrzahl von  
Logik-Transistoren mit einem fünften Wert der  
35 Schwellenspannung aufweist, wobei der erste und/oder der  
zweite Wert betragsmäßig größer ist/sind als der fünfte Wert.

15. Schaltkreis-Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 14, mit einer Steuer-Einheit zum Steuern von

Versorgungsspannungen, die an Anschlüsse zumindest eines Teils der Transistoren der Schaltkreis-Anordnung anlegbar

- 5 sind, welche Steuer-Einheit derart eingerichtet ist, dass sie in einem Energiespar-Betriebszustand alle Versorgungsspannungen mit Ausnahme von Versorgungsspannungen des Flip-Flops abschalten kann.

- 10 16. Schaltkreis-Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 15, mit einem mit dem Flip-Flop gekoppelten Test-Schaltkreis, der zum Testen der Funktionsfähigkeit des Flip-Flops eingerichtet ist.

- 15 17. Schaltkreis-Anordnung nach Anspruch 16, bei welcher der Test-Schaltkreis eine Eingangskomponente, eingerichtet zum Programmieren eines Test-Eingabesignals in den Flip-Flop, und eine Ausgangskomponente, eingerichtet zum Auslesen eines Test-Ausgabesignals aus dem Flip-Flop,  
20 aufweist.

18. Schaltkreis-Anordnung nach Anspruch 16 oder 17, bei welcher der Test-Schaltkreis eine Mehrzahl von Test-Transistoren mit einem sechsten Wert der Schwellenspannung  
25 aufweist, wobei der sechste Wert betragsmäßig größer ist als zumindest einer der dritten bis fünften Werte.

## Zusammenfassung

### Schaltkreis-Anordnung

- 5 Die Erfindung betrifft eine Schaltkreis-Anordnung. Die  
Schaltkreis-Anordnung enthält ein Flip-Flop mit einer  
Mehrzahl von Speicher-Transistoren mit einer  
Schwellenspannung eines ersten Werts und enthält einen  
Leistungsschalter-Transistor mit einer Schwellenspannung  
10 eines zweiten Werts, der derart eingerichtet ist, dass  
mittels Anlegens eines vorgebbaren elektrischen Potentials an  
seinen Gate-Anschluss die Schaltkreis-Anordnung in einen  
Betriebszustand bringbar ist, in dem bei Abschalten  
mindestens einer Versorgungsspannung in der Schaltkreis-  
15 Anordnung enthaltene elektrische Ladungsträger vor einem  
Abfließen aus der Schaltkreis-Anordnung geschützt sind.  
Ferner enthält die Schaltkreis-Anordnung eine Mehrzahl von  
Schalt-Transistoren mit einer Schwellenspannung eines dritten  
Werts zwischen dem Flip-Flop und dem Leistungsschalter-  
20 Transistor, zum Einkoppeln eines Flip-Flop-Eingabesignals in  
den Flip-Flop. Der erste und/oder der zweite Wert ist/sind  
betragsmäßig größer als der dritte Wert.



## Bezugszeichenliste

- 100 Schaltkreis-Anordnung
- 101 CMOS-Schaltkreis
- 102 Leistungsschalter-Schaltkreis
- 103 erste Feldeffekttransistoren
- 104 zweiter Feldeffekttransistor
- 105 Versorgungsspannung
- 106 Massepotential
- 107 Standby-Spannung
- 108 Aktivzustands-Spannung
- 200 Niedrigschwelligenspannungs-n-MOS-Feldeffekttransistor
- 201 Hochschwelligenspannungs-n-MOS-Feldeffekttransistor
- 202 Niedrigschwelligenspannungs-p-MOS-Feldeffekttransistor
- 203 Hochschwelligenspannungs-p-MOS-Feldeffekttransistor
- 300 Schaltkreis-Anordnung
- 301 Flip-Flop-Teilschaltkreis
- 302 Pulsgenerator-Teilschaltkreis
- 303 Leistungsschalter-Teilschaltkreis
- 304 Einkoppel-Teilschaltkreis
- 305 Takteingang
- 306 erster n-MOS-Pulsgenerator-Transistor
- 307 erster p-MOS-Pulsgenerator-Transistor
- 308 zweiter p-MOS-Pulsgenerator-Transistor
- 309 dritter p-MOS-Pulsgenerator-Transistor
- 310 vierter p-MOS-Pulsgenerator-Transistor
- 311 Versorgungsspannung
- 312 zweiter n-MOS-Pulsgenerator-Transistor
- 313 dritter n-MOS-Pulsgenerator-Transistor
- 314 vierter n-MOS-Pulsgenerator-Transistor
- 315 vierter n-MOS-Pulsgenerator-Transistor
- 316 fünfter n-MOS-Pulsgenerator-Transistor
- 317 erster Leistungsschalter-Transistor
- 318 Massepotential
- 319 erster p-MOS-Schalttransistor

320 zweiter p-MOS-Schalttransistor  
321 erster n-MOS-Schalttransistor  
322 zweiter n-MOS-Schalttransistor  
323 dritter p-MOS-Schalttransistor  
324 dritter n-MOS-Schalttransistor  
325 vierter p-MOS-Schalttransistor  
326 vierter n-MOS-Schalttransistor  
327 erster p-MOS-Speichertransistor  
328 erster n-MOS-Speichertransistor  
329 zweiter p-MOS-Speichertransistor  
330 zweiter n-MOS-Speichertransistor  
400 Schaltkreis-Anordnung  
401 Referenzpotential-Schaltkreis  
402 erster n-MOS-Referenzpotential-Transistor  
403 zweiter n-MOS-Referenzpotential-Transistor  
500 Schaltkreis-Anordnung  
501 Referenzpotential-Schaltkreis  
502 zweiter Leistungsschalter-Transistor  
600 Schaltkreis-Anordnung  
601 Referenzpotential-Schaltkreis  
602 dritter Leistungsschalter-Transistor  
700 Schaltkreis-Anordnung  
701 Scanpfad-Teilschaltkreis  
702 erster n-MOS-Scanpfad-Transistor  
703 zweier n-MOS-Scanpfad-Transistor  
704 dritter n-MOS-Scanpfad-Transistor  
705 vierter n-MOS-Scanpfad-Transistor  
706 erster p-MOS-Scanpfad-Transistor  
707 zweiter p-MOS-Scanpfad-Transistor  
708 fünfter n-MOS-Scanpfad-Transistor  
709 sechster n-MOS-Scanpfad-Transistor  
710 dritter p-MOS-Scanpfad-Transistor  
711 vierter p-MOS-Scanpfad-Transistor  
712 siebter n-MOS-Scanpfad-Transistor  
713 achter n-MOS-Scanpfad-Transistor

714 fünfter p-MOS-Scanpfad-Transistor  
715 sechster p-MOS-Scanpfad-Transistor  
716 neunter n-MOS-Scanpfad-Transistor  
717 zehnter n-MOS-Scanpfad-Transistor  
800 Schaltkreis-Anordnung  
801 Pulsgenerator-Teilschaltkreis  
802 erster n-MOS-Logik-Transistor  
803 zweiter n-MOS-Logik-Transistor  
804 dritter n-MOS-Logik-Transistor  
805 vierter n-MOS-Logik-Transistor  
806 fünfter n-MOS-Logik-Transistor  
807 sechster n-MOS-Logik-Transistor

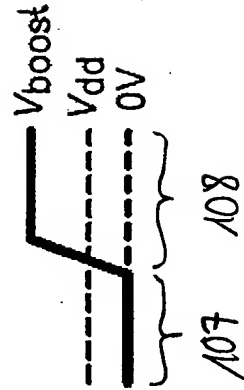
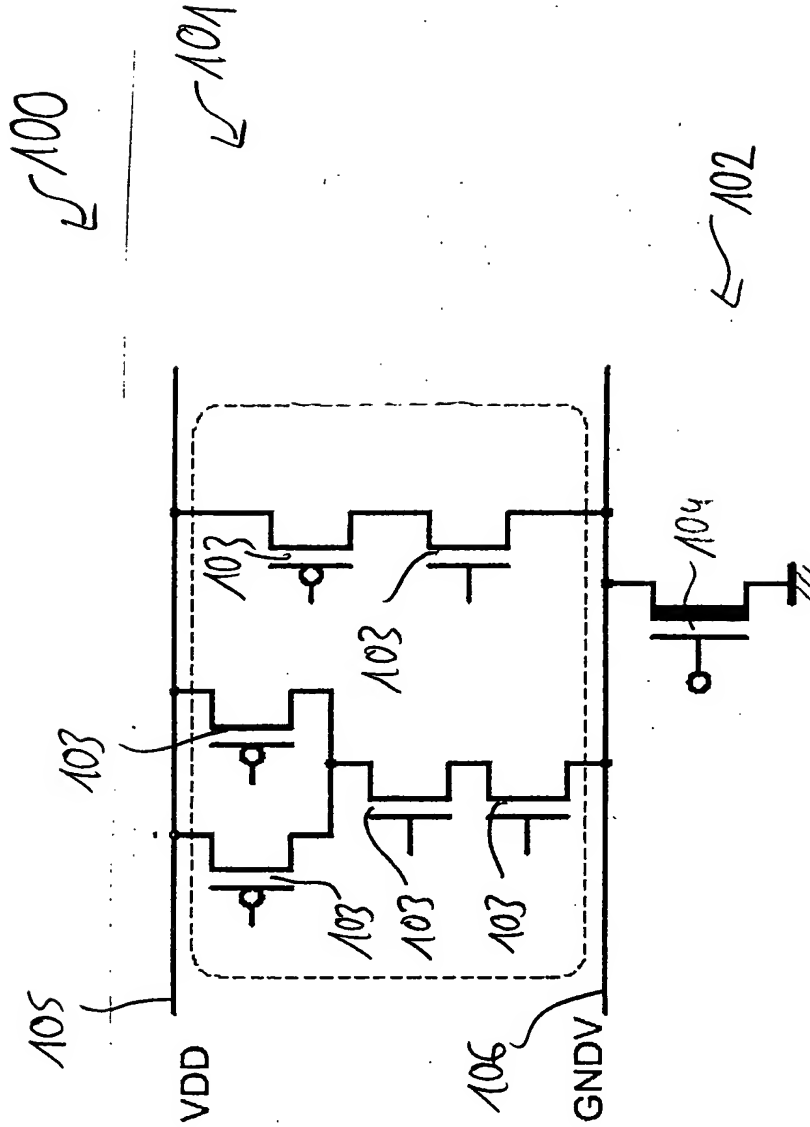


Fig. 1

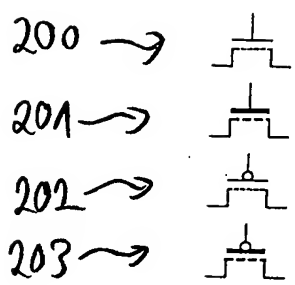
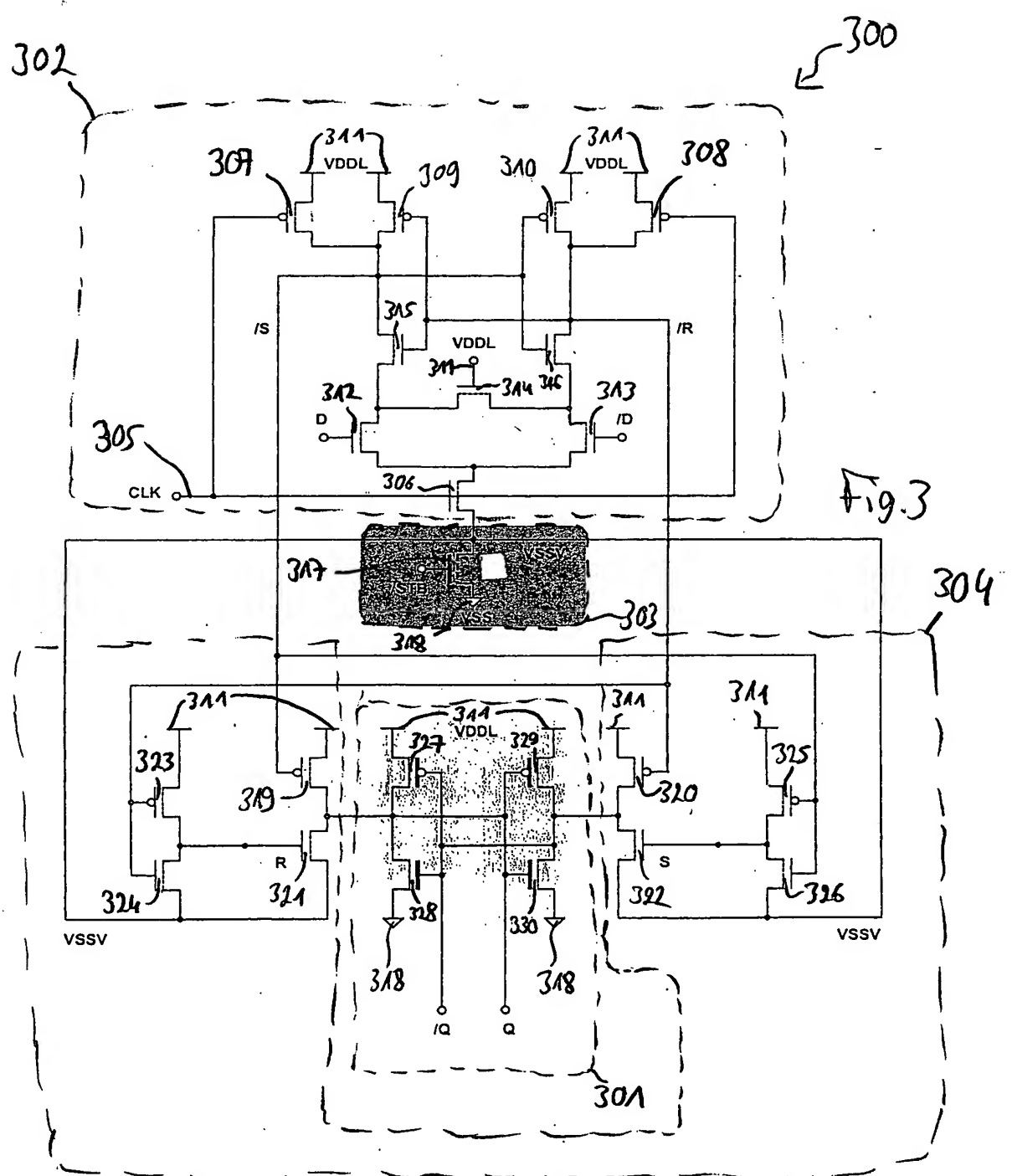


Fig. 2



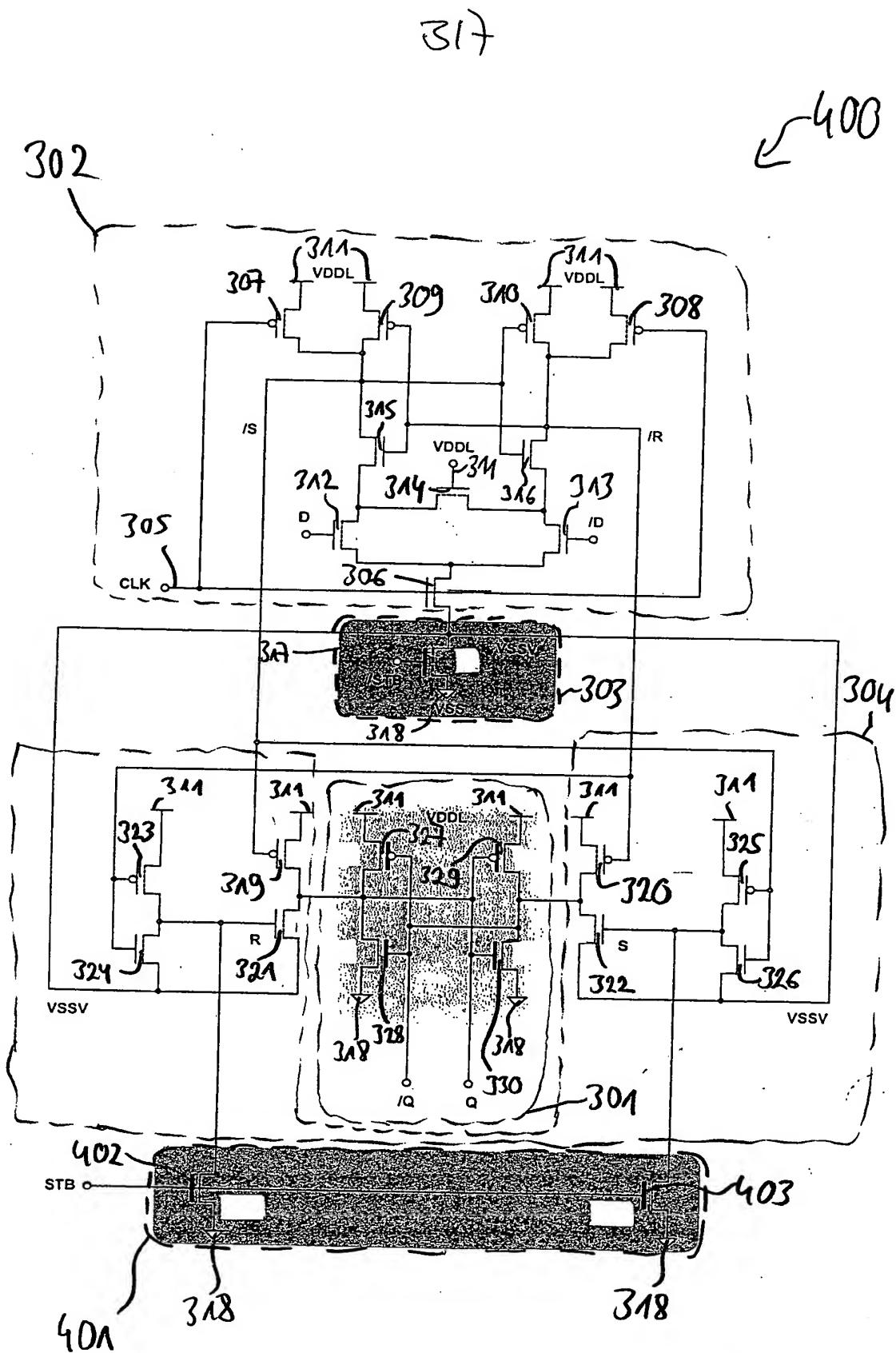
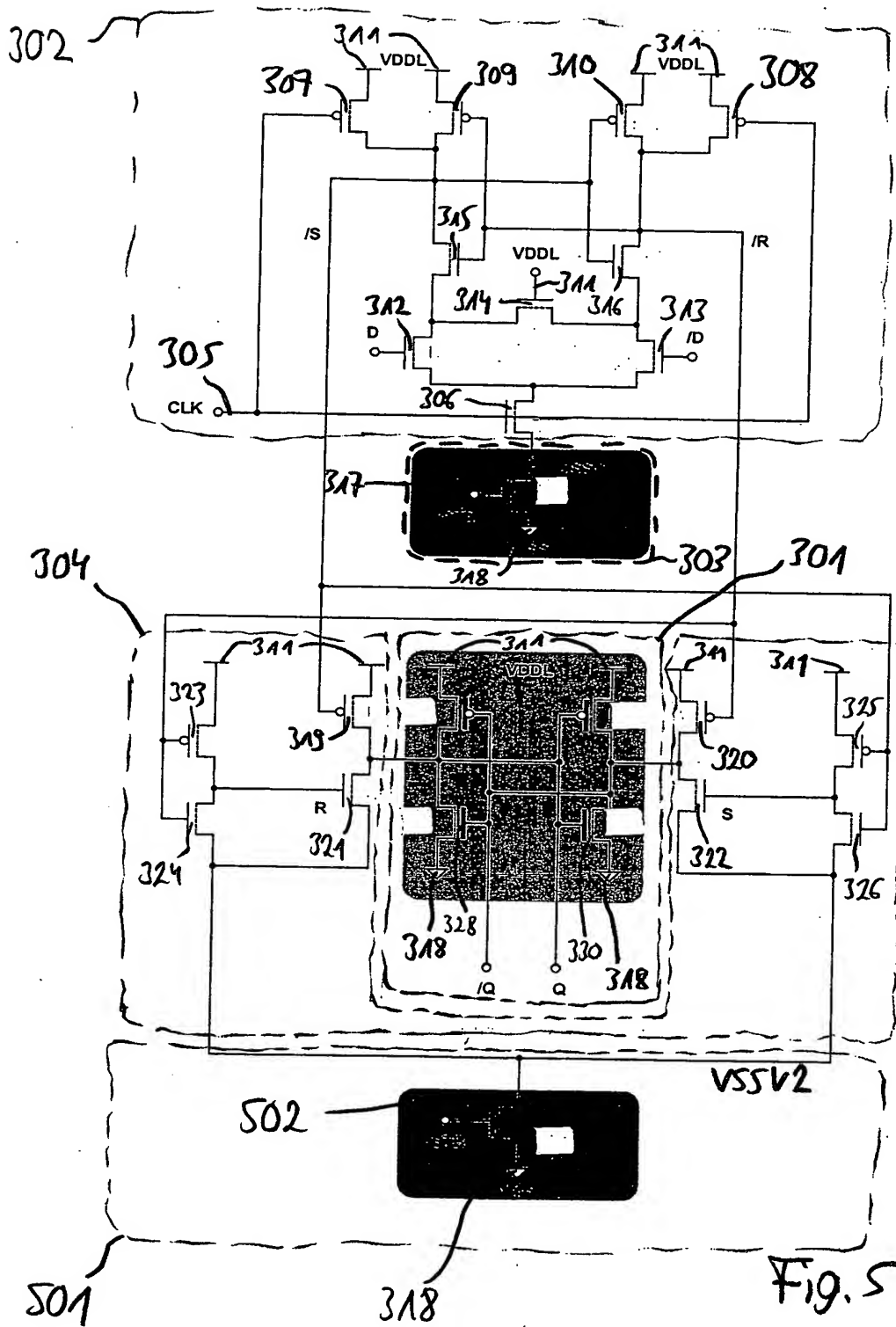


Fig. 4

417

500



517

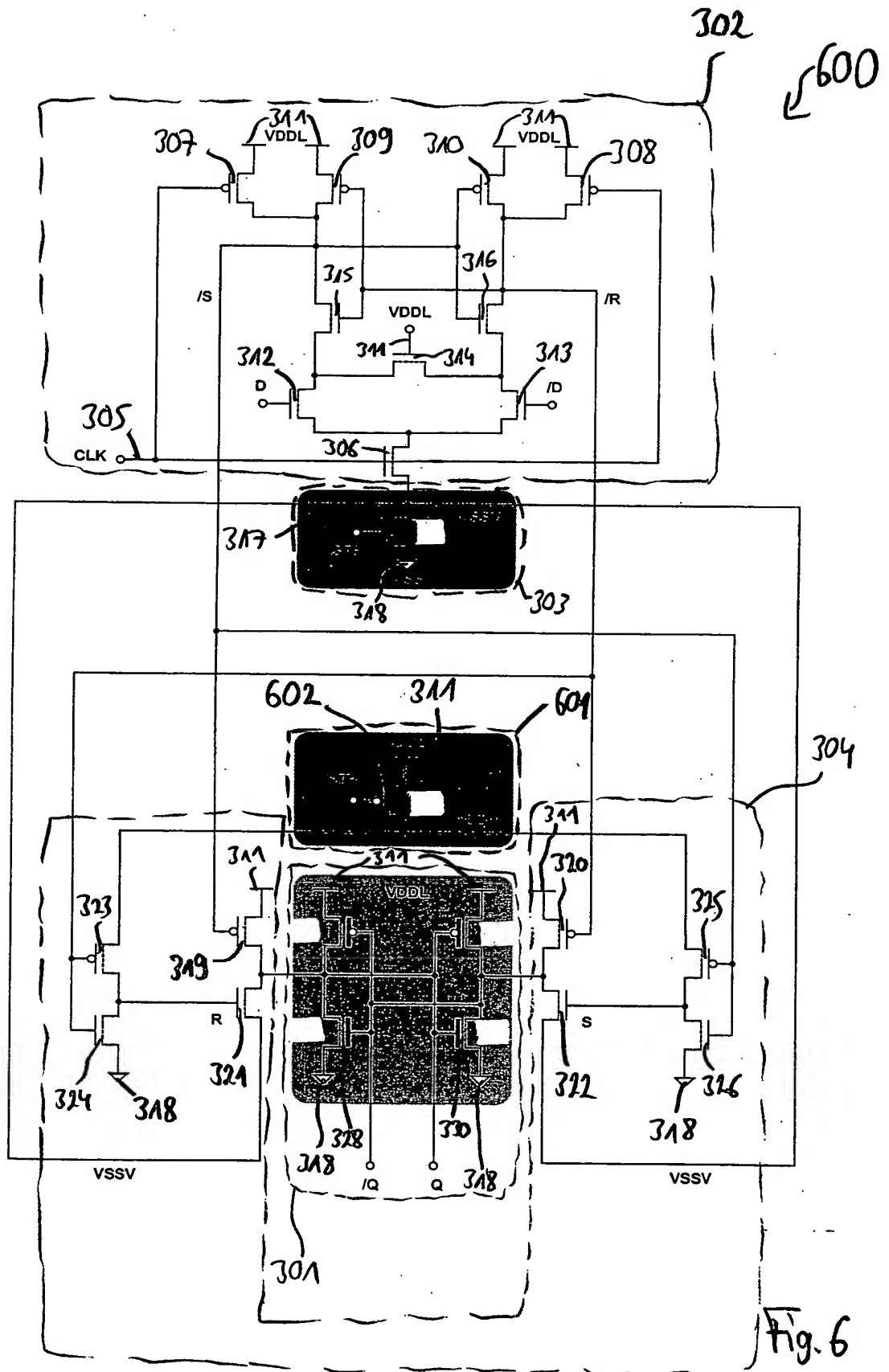


Fig. 6



617

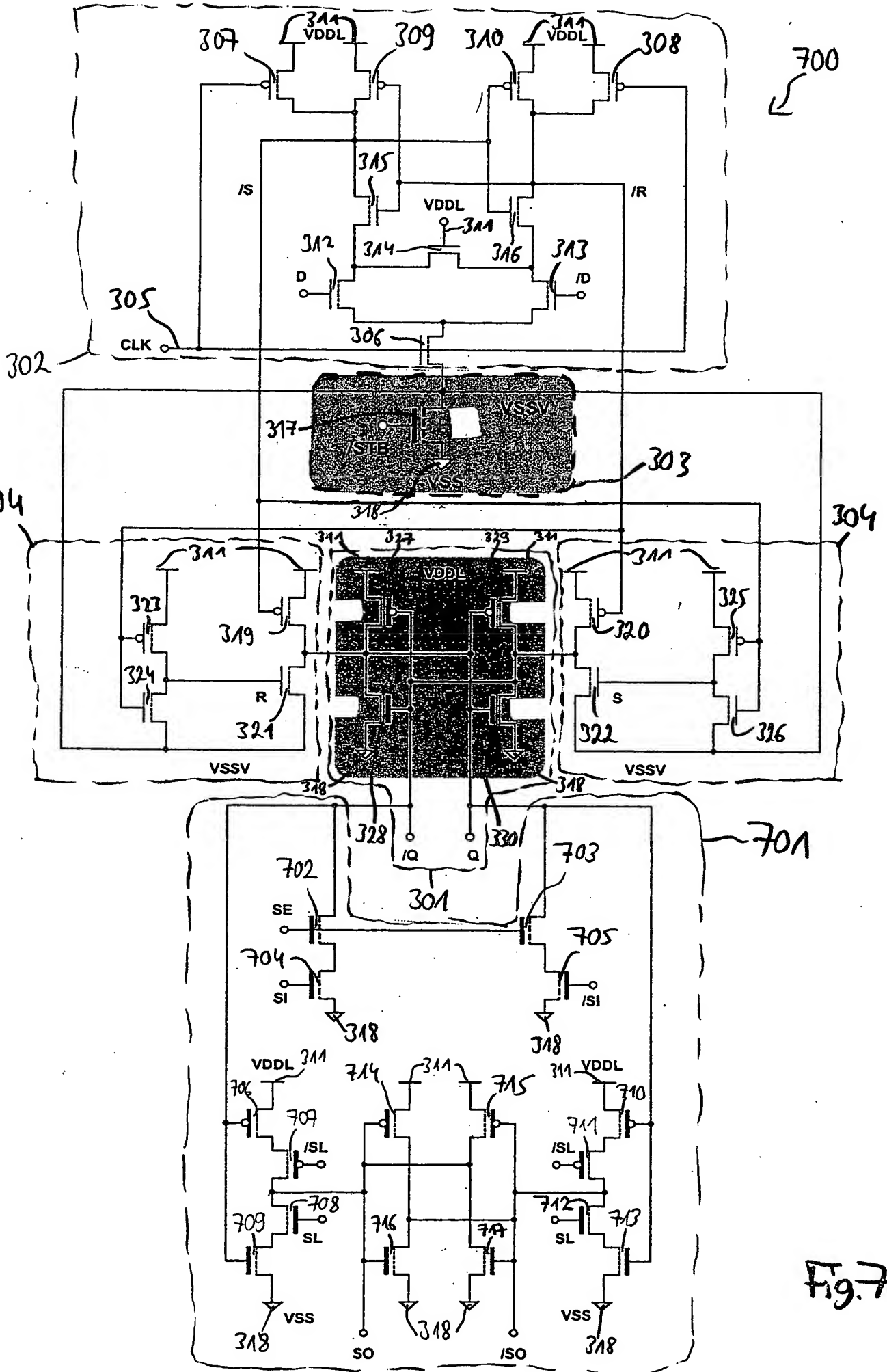


Fig. 7

717

800

801

